

Titre: Caractérisation électrique de matériaux en composite pour
fuselages d'avions

Auteur: William Tse

Date: 2010

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Tse, W. (2010). Caractérisation électrique de matériaux en composite pour
fuselages d'avions [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal].
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/493/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/493/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Génie Électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE DE MATÉRIAUX EN COMPOSITE POUR
FUSELAGES D'AVIONS

WILLIAM TSE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

DÉCEMBRE 2010

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE DE MATÉRIAUX EN COMPOSITE POUR
FUSELAGES D'AVIONS

présenté par : TSE, William

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. SIROIS, Frédéric, Ph. D., président

M. LAURIN, Jean-Jacques, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. MOUPFOUMA, Fidèle, Ph. D., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, M. Jean-Jacques Laurin, professeur à l'École Polytechnique de Montréal pour m'avoir suivi et conseillé pour toute la durée de mon projet de maîtrise et, Fidèle Moupfouma, employé de Bombardier Aerospace, pour m'avoir donné l'opportunité de travailler sur un projet d'actualité munie d'une équipe dynamique. Je remercie également Monsieur Frédéric Sirois, professeurs à l'École Polytechnique de Montréal aussi, pour avoir accepté de participer au jury d'examen de ce mémoire.

J'adresse ensuite mes remerciements à toute l'équipe du laboratoire de Poly-Grames, en particulier Jules Gauthier, Steve Dubé et Traian Antonescu pour leur précieux temps.

Je tiens aussi à remercier mes collègues de bureau qui ont su m'offrir multiples conseils et surtout un environnement de travail toujours agréable. Merci à Hamidreza Memarzadeh et Alvaro Diaz-Bolado.

Le projet s'est déroulé avec le soutien d'une Bourse en Milieu de Pratique du FQRNT, complétée d'une contribution financière de Bombardier Aérospatiale. Les objectifs de cette recherche étaient donc orientés vers un problème pratique auquel fait face l'industrie aérospatiale.

RÉSUMÉ

Depuis plusieurs années, l'augmentation du coût du pétrole se fait sentir sur le plan international. Le pétrole étant une source primaire d'énergie largement exploité, il joue un rôle très important dans l'économie mondiale, surtout dans le domaine du transport. Ainsi afin de rester compétitif, les entreprises œuvrant en transport se doivent de modifier leur approche lors des phases de conception de nouveaux produits ou d'amélioration de produit existants. Dans le domaine de l'aéronautique par exemple, la réduction de poids dans la structure des avions demeure un aspect important, même primaire, lors de la conception de nouveaux modèles afin de les rendre plus légers et plus efficaces.

Dans le cadre de ce projet, la recherche est en relation avec de nouveaux matériaux structuraux plus légers pour de nouveaux avions. À ce jour, plusieurs recherches ont été entamées afin de trouver un substitut adéquat aux matériaux présents (aluminium) dans la structure des avions. Plusieurs matériaux innovants tel que l'aluminium-lithium et le composite à base de fibre de carbone attirent beaucoup d'attention en tant que candidat de remplacement. Ce dernier présente des propriétés mécaniques (légèreté et rigidité) supérieures à l'aluminium. Ses propriétés électriques par contre demeurent peu connues. L'objectif de ce projet, proposé par Bombardier, est de trouver une technique convenable qui permettrait de caractériser le composite afin d'en ressortir ces propriétés électriques (permittivité (ϵ_r), conductivité(σ), etc.).

Dans ce mémoire, les études préexistantes et plusieurs approches pour la caractérisation du composite sont présentées et discutées. Ces approches ont pour but de mieux anticiper le comportement électrique du composite sous test. Une comparaison entre éléments connus (ex. aluminium) et le composite est aussi entreprise afin de bien le situer au niveau électrique, plus particulièrement au niveau de la conductivité pour de basses fréquences (≈ 1 MHz) jusqu'à de hautes fréquences (≈ 12 GHz). Finalement, plusieurs tests de simulations sont réalisés afin de reproduire les résultats obtenus et approximer la valeur de la permittivité/conductivité du composite.

Pour clore le mémoire, une discussion/conclusion présente les résultats et en valide l'intégrité. Les résultats nous permettent d'obtenir un ordre de grandeur de la conductivité ainsi que d'observer différentes propriétés d'atténuation du composite en fonction de la fréquence. Les tests ont été faits avec des plaques de composites laminées sans « wiremesh ». Le « wiremesh »

ou treillis de métallisation ici est une matrice de cuivre reposant sur la partie extérieure du composite et sert de protection électromagnétique additive.

ABSTRACT

In the last decade or so, the rise of oil price is being felt all over the world. Oil being one of the primary sources of energy highly exploited, it plays a great role in the today's world economy, especially in the transport domain. To remain competitive, companies striving in this domain need therefore to modify their approach in the design phase of new or improved products. In the aerospace industry for example, weight reduction in aircraft structures have become a primordial aspect in the design phase of new models making them lighter and more efficient.

In the framework of this project, the research is related to new weight-reduction of structural materials used in aircrafts. As of today, much research effort has been undertaken to find good substitutes to replace the materials presently used (aluminum). Several materials such as aluminum-lithium and carbon fibre composite bring great interest as substitutes. This last one presents superior mechanical properties over aluminum such as lightweight and rigidity; its electrical properties though remain still ambiguous. The objective of this project, proposed by Bombardier Core EMC, is to find a way to characterize the composite in a conventional way that would allow an extraction of its electrical properties (permittivity (ϵ_r), conductivity (σ), etc).

In this Master thesis, the existing studies and characterization approaches for the composite material are presented and discussed. These approaches will help anticipate the electrical behaviour of the composite material under test. A comparison between known elements (ex: aluminum) and the composite material will also be tackled in order to gauge its conductivity level, particularly for low frequencies (≈ 1 MHz), and up to high frequencies (≈ 12 GHz). Finally, some tests have been simulated with electromagnetic modelling software in order to reproduce and validate the experimental results.

At the end of the thesis, a discussion/conclusion presenting the results and validating their integrity is given. The results enable us to do an estimation of the composite's conductivity and to observe its attenuation properties in function of the frequency. The tests were made with composite laminated panels without wire mesh. The wire mesh here is a copper matrix integrated at the exterior surface of the composite for added electromagnetic protection.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT	VI
TABLE DES MATIÈRES	VII
LISTE DES FIGURES.....	IX
LISTE DES TABLEAUX.....	XII
LISTE DES ANNEXES.....	XIII
LISTE DES ABRÉVIATIONS	XIV
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 : INTRODUCTION : LES MATÉRIAUX COMPOSITES UTILISÉS EN AÉROSPATIALE	4
1.1 État de l’art	4
1.2 Objectifs	10
1.3 Panneaux de tests	10
1.4 Conclusion.....	12
CHAPITRE 2 : CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE DU COMPOSITE AVEC UNE TECHNIQUE DE CAVITÉ	13
2.1 Introduction	13
2.2 Notions de bases sur les techniques de cavité	13
2.3 Expérimentation, résultats et discussion	15
2.4 Conclusion.....	18
CHAPITRE 3 : ÉVALUATION DE LA CONDUCTIVITÉ À L’AIDE DE MESURES EN GUIDE D’ONDE	20
3.1 Introduction	20

3.2	Notions de base sur un guide d'onde	20
3.3	Principe de l'expérience.....	22
3.4	Mesures préliminaires en courant continu	27
3.5	Résultats et Discussion.....	31
3.6	Conclusion.....	40
CHAPITRE 4 : ÉVALUATION DE LA CONDUCTIVITÉ À L'AIDE DE MESURES AVEC UNE LIGNE MICRORUBAN.....		42
4.1	Introduction	42
4.2	Notions de bases sur une ligne microruban.....	42
4.3	Ligne microruban dans le cadre de la recherche	45
4.3.1	Ligne microruban avec composite non-poncée.....	48
4.3.1.1	Conception de la première ligne.....	48
4.3.1.2	Résultats et Discussions	52
4.3.2	Ligne microruban avec composite poncé.....	56
4.3.2.1	Conception de la nouvelle ligne microruban.....	57
4.3.2.2	Résultats et Discussion de la première procédure	58
4.3.2.3	Résultats et discussion de la deuxième procédure	61
4.3.2.4	Comparaison des valeurs expérimentales avec des valeurs simulées	66
4.4	Conclusion.....	72
CHAPITRE 5 : CONCLUSION		76
5.1	Contributions.....	76
5.2	Travaux futurs	78
BIBLIOGRAPHIE		80
A N N E X E S		84

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : SE (dB) de Composites A-D. Figure tirée de [5].....	6
Figure 1.2 : Montage pour un test de SE. Figure tiré de [5].....	7
Figure 1.3 : Pertes de réflexion pour simple couche (CB6) et multicouches (CB5+CB6+CB7, CB5+CB7) d'une structure absorbante en composite. Figure tirée de [10].	8
Figure 1.4: Plan de coupe du panneau en composite.	11
Figure 2.1: Modèle 600T de Damaskos.	14
Figure 2.2: Comparaison des signaux transmis (S_{21}) pour une des nombreuses résonances de la cavité ouverte, en présence de l'échantillon de test fourni par le manufacturier et de l'échantillon en composite laminé.....	17
Figure 3.1: Représentation des dimensions typiques d'un guide d'onde rectangulaire.	21
Figure 3.2: Section transversale du guide d'onde avec languette de composite. Figure tirée de [17].	23
Figure 3.3 : Différentes vues du guide d'onde avec languette de composite.....	24
Figure 3.4: Représentation de l'effet de la discontinuité entre les sections chargées et non chargées du guide d'onde.....	26
Figure 3.5 : calibration TRL vs. Calibration Coaxiale.....	27
Figure 3.6 : Montage pour le calcul de résistivité avec multimètre 8860A.	28
Figure 3.7 : Résultats expérimentaux et simulés avec une languette de composite insérée dans un guide d'onde WR90.	31
Figure 3.8 : Résultats expérimentaux vs simulés d' α (α) et β (β).	33
Figure 3.9 : Résultats expérimentaux vs résultats simulés d' α (α) à hautes fréquences avec $\sigma = 500 \text{ S/m}$	34
Figure 3.10 : Conductivité calculée avec l'équation 3.3 pour une languette de composite dans un guide d'onde avec des données simulées pour une conductivité fixe simulée à 500 S/m	35

Figure 3.11 : Options de modélisation pour les mesures en guide d'onde dans HFSS.....	36
Figure 3.12: Conductivité calculée avec l'équation 3.3 pour une paroi d'un guide d'onde avec des données simulées pour une conductivité fixe simulée à 500 S/m.	37
Figure 3.13 : Résultats de la routine Matlab avec des données expérimentales pour une languette de composite laminé ($L_{1,i} = 22\text{cm}$, $L_{1,j} = 42\text{ cm}$).	38
Figure 4.1: Géométrie d'une ligne microruban.....	42
Figure 4.2: Configuration des champs électromagnétiques d'une ligne microruban.....	43
Figure 4.3: Impédance caractéristique d'une ligne microruban en fonction du rapport W/h	44
Figure 4.4: Panneau en Composite, Aluminium et FR4.	45
Figure 4.5: Différentes configurations du plan de masse avec le composite partiellement découvert: (1) Cuivré au complet, (2) $\Delta d=50\text{ mm}$ cuivré, (3) $\Delta d=30\text{mm}$ cuivré, (4) $\Delta d=19\text{ mm}$ cuivré, (5) $\Delta d=9\text{ mm}$ cuivré.	46
Figure 4.6: Coupe détaillée d'un panneau en composite laminé.....	47
Figure 4.7: Ligne Micro ruban avec composite non-poncé.	49
Figure 4.8: Orientation du champ magnétique pour un couplage maximal dans les sondes de champ proche HP11940A et HP11941A.	50
Figure 4.9: Position de la sonde par rapport à la ligne micro ruban.	50
Figure 4.10 : Circuit équivalent d'une ligne micro-ruban avec un panneau en composite non-poncé.	51
Figure 4.11 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un plan de masse en Aluminium de 30 kHz à 1 GHz. La légende indique la largeur (mm) des bandes de cuivre de chaque côté du plan de masse (voir Fig. 4.5).	52
Figure 4.12 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un plan de masse en Composite de 30 kHz à 1 GHz. La légende indique la largeur (mm) des bandes de cuivre de chaque côté du plan de masse (voir Fig. 4.5).	53
Figure 4.13: Montage de la ligne micro ruban avec un Amplificateur 5W.	54

Figure 4.14 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un panneau en Aluminium de 30 kHz à 1 GHz avec le facteur d'amplification et d'antenne intégré.	55
Figure 4.15 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un panneau en Composite de 30 kHz à 1 GHz avec le facteur d'amplification et d'antenne intégré.	55
Figure 4.16: Ligne Micro ruban avec composite sablé et son circuit équivalent.	58
Figure 4.17 : Comparaison des signaux de transmission (S_{21}) pour composite non-poncé vs composite poncé avec la première ligne microruban, de 30 kHz à 30 MHz.	59
Figure 4.18 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un panneau en composite poncé de 30 kHz à 1 GHz avec la deuxième ligne microruban.	60
Figure 4.19 : Signaux de réflexion (S_{11}) et phase (θ°) avec une plaque en Aluminium.	61
Figure 4.20 : Signaux de réflexion (S_{11}) et phase (θ°) avec une plaque en composite.	61
Figure 4.21: Modèle de la trajectoire des lignes de courant dans la ligne micro ruban et le plan de masse sous-jacent.	62
Figure 4.22: Simulation de la distribution du champ magnétique H_z avec différents modèles de parcours des lignes de courant de retour.	64
Figure 4.23: Coupe utilisée pour la représentation du champ magnétique.	65
Figure 4.24 : Résultats expérimentaux et simulés de S_{11} pour une ligne microruban avec une plaque en composite.	66
Figure 4.25 : Résultats de l'équation 3.10 pour différentes valeurs de conductivités simulées.	68
Figure 4.26 : Résultats de la conductivité (σ) pour un panneau en aluminium avec les mesures d'une ligne micro-ruban.	69
Figure 4.27 : Résultats de la conductivité (σ) pour un panneau en composite avec les mesures d'une ligne microruban.	70
Figure 4.28 : Rapport de conductivité (σ) entre résultats d'un panneau en aluminium et d'un panneau en composite.	71
Figure 4.29: Direction de propagation perpendiculaire aux fibres (a), direction de propagation parallèle aux fibres (b).	74

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1: Résultats de l'échantillon de test avec $\epsilon_r = 4,4$	15
Tableau 2.2: Résultats avec un échantillon de test, Annexe A, tableau tiré de [22]	16
Tableau 2.3: Résultats avec un panneau en composite laminé avec une valeur de départ $\epsilon_r = 5$...	16
Tableau 3.1: Résistance de différentes configurations de languette	29
Tableau 4.1: Équations d'impédance caractéristique et de ϵ_{ff} d'une ligne microruban.....	44
Tableau 4.2: Dimensions de la première ligne micro ruban.	48
Tableau 4.3: Dimensions de la deuxième ligne micro ruban	57

LISTE DES ANNEXES

Annexe 1 : Tableau des orientations des fibres de carbones commençant par la surface extérieure	85
Annexe 2 : Spécifications de la sonde HP11940A	86
Annexe 3 : Spécifications de la sonde HP11941A	87
Annexe 4 : Spécifications de la sonde HP11941A	88
Annexe 5 : Dérivation de l'expression de l'atténuation par effet de peau à partir des équations de Maxwell	89

LISTE DES ABRÉVIATIONS

CEP : Conducteur électrique parfait

CMP : Conducteur magnétique parfait

TE : Transverse électrique

TM : Transverse magnétique

TEM : Transverse Électromagnétique

ADS: Advanced Design System

SE: Shielding Effectiveness

INTRODUCTION

Depuis plus d'un siècle et encore aujourd'hui, les combustibles fossiles demeurent une des principales sources d'énergie sinon la principale source d'énergie malgré leurs réserves limitées. Ceci devient problématique car l'économie mondiale dans laquelle nous faisons affaire en dépend grandement. Le domaine du transport, secteur qui fait marcher le monde que l'on connaît aujourd'hui, est victime de cet effet. Cette restriction de richesse se traduit par une hausse de sa valeur au marché et ainsi met en jeu la position financière de multiples compagnies innovant dans le domaine du transport, en particulier aérien. Une éventuelle pénurie force ainsi les entreprises à trouver de nouvelles façons de diminuer la consommation de combustibles de leurs produits.

Ce projet, proposé par Bombardier Aéronautique, s'inscrit dans un vaste effort de recherche visant à apporter des solutions innovatrices dans le domaine du transport, plus spécifiquement dans la branche de l'aéronautique. La solution de transfert d'un moteur thermique (gros consommateur de combustible) à un autre type de moteur consommant une source d'énergie alternative n'étant pas encore disponible, la solution la plus appropriée entre-temps demeure une réduction de poids. L'utilisation de nouveaux matériaux plus légers est donc envisagée dans la conception de nouveaux avions. Il existe aujourd'hui deux principaux matériaux qui peuvent servir en tant que nouveaux matériaux plus légers pour la fabrication de nouveaux avions : l'aluminium-lithium et le composite à base de fibres de carbone. Dans le cadre de cette recherche, l'étude se concentre exclusivement sur le composite à base de fibres de carbone, lequel est considéré par Bombardier Aéronautique pour la conception de nouveaux avions. Or, dans le domaine de l'aéronautique, une protection électromagnétique adéquate est nécessaire pour la certification d'un avion afin d'assurer la sécurité du public. En effet un avion évolue parfois dans un environnement électromagnétique très sévère tel les champs forts générés par les radars ou l'électricité atmosphérique : foudre, électricité statique, etc. Cette protection est liée à l'énergie électromagnétique que les champs radiofréquence à haute intensité et que la foudre peuvent générer et elle repose sur les propriétés électriques (ϵ , μ) de sa structure. L'aspect étudié dans ce mémoire est le comportement électromagnétique d'un nouveau matériau plus léger utilisé pour la structure de l'avion. Cette recherche représente une étude importante pour le domaine de l'aéronautique et pour Bombardier Aéronautique – elle permettrait de supporter les travaux liés à la certification de nouveaux avions utilisant cette technologie et d'obtenir une certaine expertise

sur ses propriétés électriques. Une expertise permet de prédire et donc prévenir certains problèmes que peuvent donner un nouveau matériau. Ceci est un aspect très important à considérer lors de la conception de nouveaux avions, surtout pour les fabricants d'avions, afin d'éviter des délais de livraison.

Le composite est un matériau perçu par les grands manufacturiers autant dans le domaine de l'aéronautique que l'automobile. C'est un matériau innovant avec une utilisation croissante. Cet assemblage d'un ou de plusieurs éléments non miscibles permet une amélioration de poids, de rigidité, etc. à des niveaux que les éléments individuels ne possèdent pas. Il existe plusieurs types de composite : fibres de verre, fibres de carbone, kevlar, béton armé, etc. La recherche en question se concentre sur les matériaux à base de fibres de carbone en raison de la rigidité que ces derniers offrent par rapport au poids. Or, les propriétés électriques de ces derniers demeurent mal connues. L'objectif de ce mémoire est de procéder à une caractérisation électrique du composite à base de fibres de carbone afin d'acquérir une meilleure compréhension de son comportement lorsque celui-ci se retrouve dans un environnement aéronautique.

Le mémoire est divisé en cinq chapitres. Le premier chapitre présente l'état de l'art englobant les divers aspects et études liés à ce projet. Il aborde aussi la structure des matériaux composites à bases de fibres de carbone conçus et utilisés par Bombardier Aéronautique. Le deuxième chapitre présente la première approche utilisée pour procéder à l'étude des propriétés électriques. Elle fait référence à l'usage des techniques des résonateurs ouverts. Une technique à base de résonateur de type Fabry-Perrot couramment utilisée pour la caractérisation de substrats dans un espace ouvert, en particulier dans les bandes millimétriques et micro-ondes. Dans notre cas, un système de mesure par résonateur commercial fourni par la compagnie Damaskos¹ a été utilisé. Différents modèles de résonateurs existent dans le commerce. Le modèle disponible au centre de recherche Poly-Grames² est le modèle 600T.

Suite aux mesures obtenues avec une cavité résonante, une deuxième approche fut entamée afin de valider les observations de la première approche. Le troisième chapitre présente une approche utilisant un guide d'onde rectangulaire de type WR90. Les effets d'une languette de

¹ Damaskos.INC, PA, USA est un fournisseur de matériel de mesures dans le domaine de l'électromagnétisme.

² Poly-Grames : Groupe de Recherche Avancée en Micro-ondes et Électronique Spatiale

composite sur le long d'une paroi d'un guide sont étudiés. Cette expérience fait l'analyse d'effet de peau « skin depth ». Le quatrième chapitre traite d'une troisième approche faisant appel à des mesures avec une ligne micro ruban. Des tests et mesures sont faits avec plusieurs configurations de lignes microrubans dans lesquelles le comportement électrique est examiné pour différents matériaux de plan de masse. Les résultats obtenues avec ces diverses approches serviront en tant que base pour l'étude et l'approximation des propriétés électriques du composite en test. Finalement des outils de simulations seront utilisés afin de reproduire les valeurs expérimentales et ainsi reconstruire un modèle électrique du composite.

Le cinquième et dernier chapitre dresse un bilan des résultats et conclusions du mémoire et présente des perspectives de travaux futurs possibles.

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION : LES MATÉRIAUX COMPOSITES UTILISÉS EN AÉROSPATIALE

Dans ce chapitre, l'état d'art ayant un lien avec les aspects de ce mémoire ainsi qu'une brève description des objectifs de la recherche et des caractéristiques du panneau en composite testé dans le cadre du mémoire sont présentés.

1.1 État de l'art

Dans cette section, une revue bibliographique sur les études récentes et connaissances existantes ayant un lien avec le sujet en question sont présentées.

Le composite, pour lecteurs encore non initiés dans le domaine, est un assemblage de plusieurs matériaux non miscibles dans le but de créer un nouveau matériau ayant des propriétés que les matériaux de départ ne possèdent pas. C'est un procédé souvent utilisé pour des applications mécaniques afin d'allier certaines propriétés des composants de base telles que la légèreté et la rigidité. Nous retrouvons le composite surtout dans les domaines de l'automobile, du transport aérien, maritime, ferroviaire, du bâtiment, de l'aérospatiale et de même dans les sports et loisirs. Parmi les principaux composites [1], nous y retrouvons les fibres de verre, les fibres de carbone, le contreplaqué, le béton armé, la fibre d'aramide (Kevlar) ainsi que le GLARE (GLASS-REinforced).

La fibre de carbone est un matériau se composant de fibres extrêmement fines, de l'ordre de 5 à 15 microns de diamètre. Les atomes de carbone sont agglomérés dans des cristaux microscopiques, qui sont alignés plus ou moins parallèlement dans l'axe de la fibre. Cet alignement des cristaux rend la fibre jusqu'à 5 fois plus résistante que l'acier. Le tout est normalement renforcé avec de la résine d'époxy, d'où l'appellation de composite. Le composite à base de fibres de carbone est surtout utilisé dans les applications exigeant une grande résistance mécanique pour un poids réduit. Parmi une de ses applications les plus populaires et récentes, nous pouvons mentionner la conception de nombreuses pièces pour l'AIRBUS A380 (le plus gros avion civil en service en 2009 et le 3^e plus gros avion de l'histoire de l'aéronautique). Le carbone, à titre d'information, se retrouve sous deux principales formes d'allotropie : graphite et diamant. Le carbone, à l'état graphite, est un élément conducteur avec une conductivité électrique en courant continu de 61×10^3 S/m, alors qu'à l'état diamant, ce dernier est un élément peu

conducteur. Le graphite découle d'un empilement de graphène; un cristal bidimensionnel avec une résistance de rupture 200 fois supérieure à l'acier et 6 fois plus léger [2].

En ce qui concerne la recherche réalisée sur les composites, ce sont les aspects mécaniques qui sont habituellement optimisés, sans égard aux propriétés électriques. Les matériaux composites commencent néanmoins à s'intégrer de plus en plus dans la conception de composantes électriques. Pour des applications de protection électromagnétique, un besoin sur la connaissance de son comportement électrique devient essentiel. Les prochains paragraphes introduisent les paramètres nécessaires pour une caractérisation électrique et les études réalisés ayant un lien direct avec le sujet de ce mémoire.

Les propriétés électriques sont généralement associées à la dissipation et au stockage d'énergie. La dissipation électrique est liée à la conductivité du matériel alors que le stockage d'énergie est lié à permittivité diélectrique du matériel. En régime d'excitation sinusoïdale, les deux propriétés peuvent être combinées dans un seul paramètre, soit la permittivité complexe :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r - \frac{j\sigma_{eff}}{\omega} \quad (1.1)$$

Sigma effectif (σ_{eff}) tient compte de la conductivité ohmique associée au transport de porteurs de charge et à la relaxation diélectrique³. Les propriétés magnétiques ne sont pas considérées dans ce mémoire. La perméabilité relative (μ/μ_0) est ainsi considérée égale à 1. Ceci peut être justifié par le fait que le matériau ne réagit pas en présence d'un matériau magnétique tel un aimant et qu'aucun matériau magnétique (e.g. Fe, Ni, Co) ne se retrouve dans la composition des panneaux.

Depuis plusieurs années, nous avons pu témoigner d'un accroissement d'intérêt sur la caractérisation autant mécanique qu'électrique des matériaux composites. Nous pouvons maintenant y retrouver quelques études, dans le domaine électrique, sur le composite à base de fibres de carbone. Ces études se font souvent dans des contextes d'interférence électromagnétique, de compatibilité électromagnétique et d'efficacité de blindage (« *Shielding*

³ La relaxation diélectrique représente le délai de polarisation au niveau des molécules par rapport à un changement des champs électriques.

Effectiveness » (SE)) [3-7]. Un exemple de résultats expérimentaux de SE provenant de [5], est présenté à la Figure 1.1.

Le composite A représente une couche de fibres de carbones orienté de $0^\circ/90^\circ$, le composite B et C représente respectivement deux et trois fois la couche A et le composite D représente le même modèle que le composite C mais avec sa couche centrale orienté de $-45^\circ/+45^\circ$. D'ailleurs, la composition anisotrope des composites due à l'orientation des fibres et la couche de résine entre fibres présente une certaine complexité côté modélisation électromagnétique [3], [8]-[9]. À ce jour, différentes méthodes numériques de modélisation ont été développées pour ce type de matériaux.

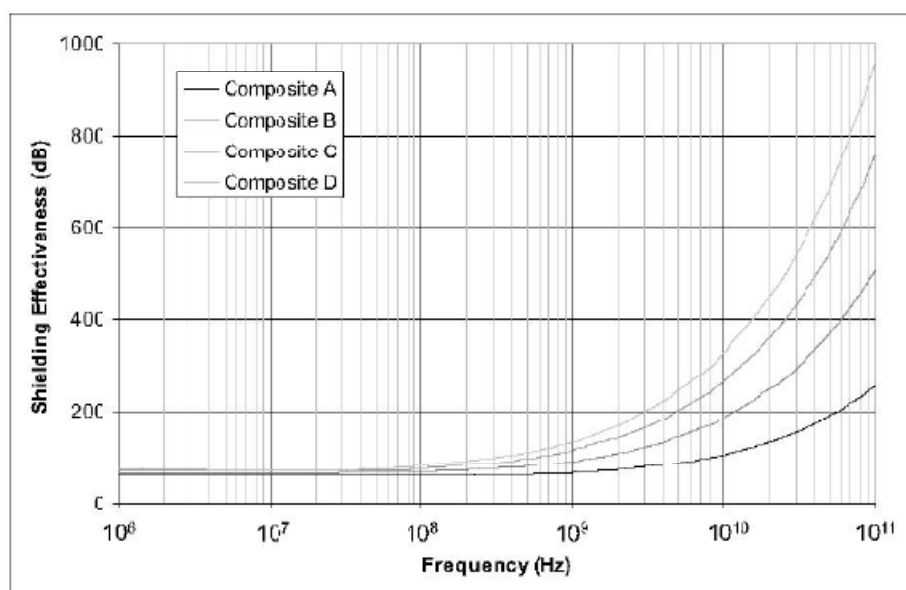


Figure 1.1 : SE (dB) de Composites A-D. Figure tirée de [5].

Dans ce cas, les résultats ont été obtenus avec un montage de type « espace ouvert » où un panneau en composite est placé entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice. Le principe est simple, une antenne émettrice génère un signal vers un panneau en composite et une antenne réceptrice mesure le signal transmis à travers le panneau en composite tel que démontré à la Figure 1.2. Une comparaison des puissances de champs avec et sans panneau (équation 1.2) permet d'obtenir le SE.

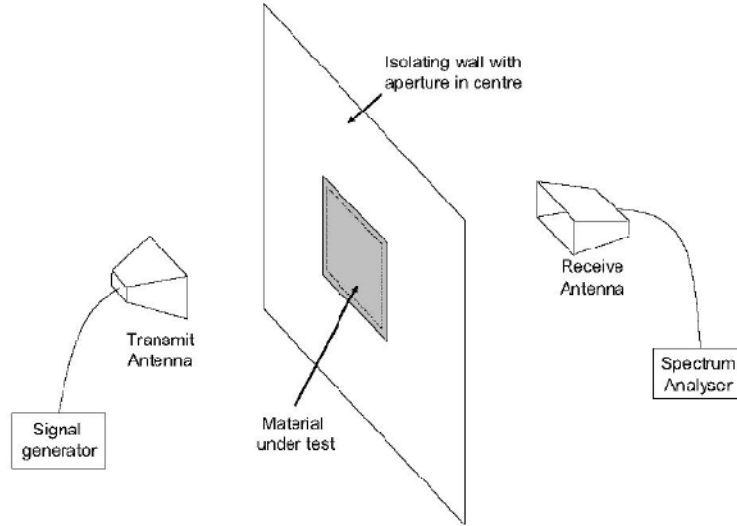


Figure 1.2 : Montage pour un test de SE. Figure tiré de [5].

$$SE(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{E_1}{E_2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{H_1}{H_2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) \quad (1.2)$$

La propriété qui a rendu le composite en général populaire est la flexibilité que ce dernier possède pour ce qui est de la composition de sa structure. Le processus d'assemblage des composites joue un rôle primordial sur leurs propriétés finales. Par exemple pour du composite à base de fibres de carbone, la résistance de surface ainsi que la résistance de volume dépendent largement du pourcentage fibres de carbone-composite. Selon des travaux antécédents sur l'absorption et le blindage électromagnétique [10]-[11], en manipulant le pourcentage massique de particules de carbone dans le composite, les propriétés d'absorption et réflexion peuvent être ajustées selon des spécifications précises. Par exemple, l'objectif des travaux fait en [10] était d'étudier plusieurs structures d'une certaine épaisseur produite avec soit un ou plusieurs panneaux en composite (i.e. CB5+CB7) afin de déterminer la meilleure combinaison qui donne la meilleure absorption dans la bande X (8.2 GHz -12.4 GHz). Dans ce cas, des mesures de réflexion S_{11} plutôt que des mesures de transmission S_{21} ont été utilisées pour analyser le comportement électrique d'un panneau en composite à base de fibres de carbone. La Figure 1.3, prise de [10], représente les résultats obtenus pour une configuration optimale d'une structure absorbante dans la bande X. Les courbes présentées font référence à plusieurs panneaux en

composite (simple couche ou multicouche), d'épaisseur de 2.6 ou 2.7 mm, avec différents pourcentages massiques de particules de carbone (notation: CB6 = 6% de teneur en carbone).

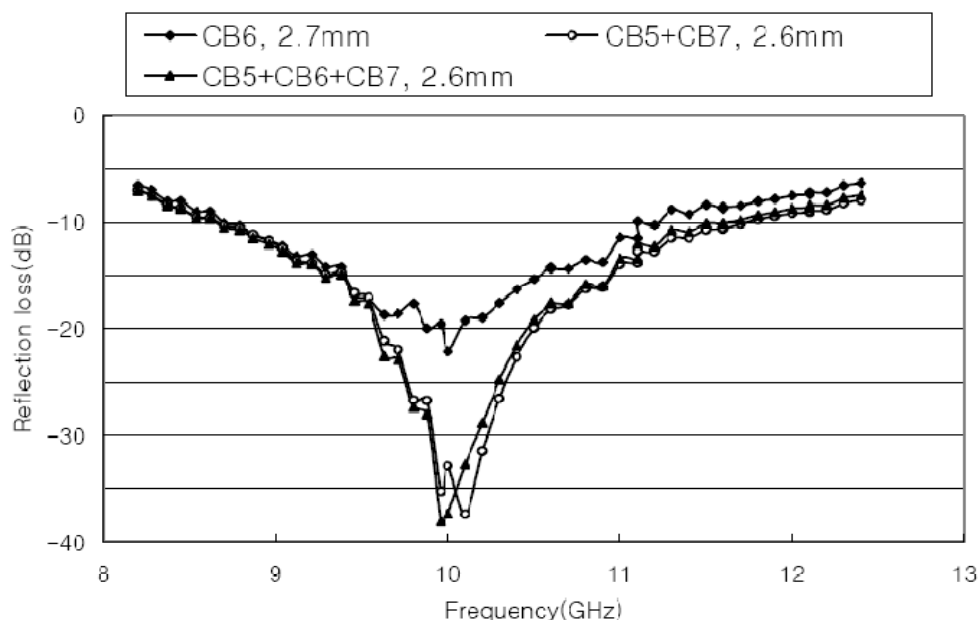


Figure 1.3 : Pertes de réflexion pour simple couche (CB6) et multicouches (CB5+CB6+CB7, CB5+CB7) d'une structure absorbante en composite. Figure tirée de [10].

Nous pouvons observer ici l'effet de la composition d'un panneau en composite sur ses propriétés électriques absorbantes. L'utilisation de mesures de réflexion est une approche intéressante surtout dans un cas où les signaux de transmission sont difficiles à interpréter. Dans le cadre de ce mémoire, nous verrons plus tard que ces signaux seront utiles afin de mieux comprendre les phénomènes observés.

Pour une caractérisation électrique, il existe différentes techniques et approches. Elles dépendent souvent de plusieurs critères tels la taille de l'échantillon, la composition de l'échantillon, la plage de fréquence d'intérêt, etc.

Une des techniques de caractérisation les plus communes pour mesurer la permittivité complexe d'un matériau diélectrique est la méthode de transmission/réflexion [12]. Le principe de cette méthode repose sur l'analyse de la propagation des ondes dans un milieu contrôlé et fermé. L'objet sous test est inséré soit dans un guide d'onde ou un câble coaxial, et la permittivité est déterminée selon des mesures des coefficients de répartition (paramètres S) avec l'algorithme de Nicolson-Ross. Les solutions de cet algorithme sont par contre restreintes à des échantillons de

taille inférieure à une moitié de longueur d'onde. Depuis, certaines techniques [13-17] inspirées de la méthode transmission/réflexion ont été développées afin de contourner cette restriction. Il existe aussi des techniques à espace ouvert [18]-[19] qui permettent la mesure de la constante diélectrique, se fiant toujours à la méthode de transmission/réflexion. Les techniques à espaces ouverts offrent plusieurs avantages. Premièrement, en raison de la composition non-homogène des matériaux composites, les modes supérieurs peuvent être excités pour une interface air-diélectrique dans un guide d'onde ou une cavité fermée. Deuxièmement, les mesures effectuées avec ces techniques sont non-destructive et sans contact, les rendant ainsi très convenables pour des mesures à haute température. Finalement, dans un espace fermé, l'échantillon sous test doit être machiné afin de s'ajuster à la section transversale de l'espace. Ceci peut limiter la précision des mesures, surtout pour des matériaux difficiles à machiner avec hautes précisions. Il existe néanmoins certaines inexactitudes dans les mesures de la constante diélectrique avec les techniques à espace ouvert. Il y a les effets de diffraction à considérer sur les bords de l'échantillon ainsi que les multiples réflexions présentes entre antennes et la surface de l'échantillon.

Une autre technique de caractérisation assez commune est la méthode des résonateurs, dans lequel l'algorithme utilisé pour le calcul des propriétés dépend de la distribution des champs dans le résonateur et l'échantillon [20]. Même si cette approche ne fonctionne habituellement qu'à une seule fréquence ou à quelques fréquences discrètes, elle est couramment utilisée en raison de sa précision et de sa sensibilité. Parmi ces méthodes, nous retrouvons les méthodes de l'échantillon résonateur et les méthodes de résonateur-perturbateur. Dans la première méthode, l'échantillon sous-test sert lui-même de résonateur ou d'élément clé du résonateur -- ses propriétés électriques sont déterminées à partir de ses propriétés résonantes. Dans la méthode de résonateur-perturbateur, l'échantillon sous test est inséré dans une structure *a priori* résonante (e.g. cavité ouverte ou fermée) -- dans ce cas ses propriétés sont déterminées à partir du changement des propriétés résonantes de la structure résonante causée par l'insertion de l'échantillon.

Dans cette section, nous avons défini de façon générale les matériaux composites et présenté quelques recherches antérieures effectuées sur les matériaux en composite concernant une caractérisation ou une modélisation électrique. Dans la littérature, plusieurs méthodes se sont avérées pertinentes et inspirantes en regard des objectifs de ce projet de maîtrise. Dans les

sections qui suivent, les objectifs et le panneau en composite sont définis. Ensuite, à partir de ces derniers, le choix des méthodes d'approche utilisées ou développées pour la caractérisation électrique d'un panneau en composite est justifié.

1.2 Objectifs

Dans le cadre de ce projet, on vise une caractérisation électrique de panneaux de composite à base de fibres de carbone. Une bonne caractérisation permettrait d'acquérir les propriétés électriques et ensuite de les utiliser dans des outils de simulation électromagnétique utilisés lors de la conception de la structure de l'avion. Ce projet s'effectue en collaboration avec la division « Core EMC Engineering » de Bombardier Aéronautique.

Cette caractérisation est importante pour pouvoir prédire les performances en blindage électromagnétique, autant à basse fréquence qu'à haute fréquence. Nous faisons références à la foudre pour les basses fréquences (DC à 3 MHz approx.) et aux champs radiofréquences générés par les radars et les systèmes de télécommunications (e.g. la radiodiffusion) pour les hautes fréquences (100 MHz à 18 GHz approx.). Ainsi un plan de test doit être conçu pour respecter les plages de fréquence d'intérêt.

1.3 Panneaux de tests

Avant de passer aux méthodes utilisées pour la caractérisation électrique, une description d'un panneau en composite typiquement utilisé par l'industrie aérospatiale est présentée. Le panneau en composite est assemblé par un processus de durcissement par chaleur. La Figure 1.4 présente une coupe du panneau et ses diverses composantes. Le numéro de modèle du panneau fourni et construit par Bombardier Aéronautique est le « EX13253000001-001 ».

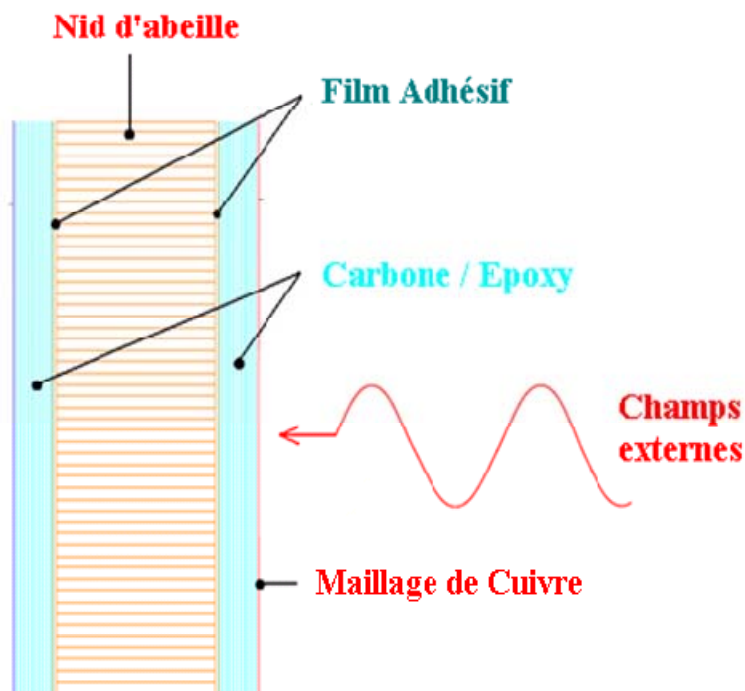


Figure 1.4: Plan de coupe du panneau en composite.

Le panneau peut être divisé en trois majeures parties. De l'extérieur vers l'intérieur, nous faisons face en premier avec une partie composite/résine d'époxy (composite laminé) avec un maillage de fil de cuivre à la surface externe du panneau, ensuite nous y retrouvons une partie cartonnée en forme de nid d'abeille solidifiée avec de la résine d'époxy et finalement nous y retrouvons une fois de plus une couche de composite laminé. Un ruban adhésif fin est aussi trouvé entre la couche de composite laminé et le nid d'abeille en carton afin de les unir. Chaque partie du composite laminé, pour le panneau en test, est constitué de 10 couches de fibres orientées différemment (soit 0° , $\pm 45^\circ$ ou $\pm 90^\circ$). Un tableau avec l'orientation de chaque couche se retrouve en annexe.

L'étude, dans le cadre de ce mémoire, ne tient compte que de la partie laminée (composite/résine d'époxy) en raison du fait que la maille de cuivre est une protection additive et qu'elle demeure toujours en phase test, c'est-à-dire que sa nécessité à certains endroits dans la structure reste encore à définir. Évidemment la partie cartonnée est un isolant électrique et ne présente aucun intérêt car elle ne participe pas au blindage.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit plusieurs recherches antérieures sur les composites au niveau électrique ainsi que présenté le panneau en composite de BA en son entier. Nous avons également défini la partie critique à analyser: le composite laminé. Cette introduction a permis de développer et prendre connaissance de différentes méthodes de caractérisation électrique ainsi que de mieux comprendre et prédire le comportement électrique du composite.

Dans le cadre de ce projet, la caractérisation électrique par une méthode de résonance de type espace ouvert semble être une approche idéale pour analyser le comportement électrique d'un panneau en composite. Elle est simple, et ne requiert que des équipements de base, sans aucune insertion ou machinage complexe de l'élément sous test. Elle permet aussi une plus grande liberté sur la plage de fréquence d'opération alors que pour une cavité fermée, cette dernière est assez restreinte. Pour une caractérisation électrique par la méthode de transmission/réflexion, l'utilisation d'un guide d'onde rectangulaire semble être un choix approprié. Une analyse avec un guide est beaucoup plus simple et requiert un machinage de l'élément sous test très simple, ce qui n'est pas le cas avec un guide coaxial.

Il a été difficile de trouver des méthodes de caractérisation simples travaillant dans les basses fréquences. En raison de cela, une méthode d'approche avec une ligne micro ruban, une technologie simple et à point, où un panneau en composite peut être utilisé sans trop de complexité, a été développé. Les prochains chapitres présenteront les méthodes d'approche utilisés en détails avec une analyse de leurs résultats. Il est à noter que certaines mesures ont été comparées avec des mesures simulées et que le composite est modélisé ici en tant que continuum. Ceci se justifie par le fait que la plus petite longueur d'onde des signaux utilisés pour l'étude est d'environ 3 cm et que cette valeur représente plus de dix fois l'épaisseur du matériau composite testé, soit moins de 2mm. Une telle supposition est couramment utilisée dans le domaine des micro-ondes.

CHAPITRE 2 : CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE DU COMPOSITE AVEC UNE TECHNIQUE DE CAVITÉ

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, une approche utilisant une des techniques de cavité est présentée. Cette technique permet de déterminer la permittivité d'un échantillon dans un espace ouvert. Dans ce cas, notre échantillon est une plaquette de composite laminée (sans maille de cuivre) 12cm x 12cm x 1.23mm approximativement.

Les prochaines sections serviront à expliquer le principe et l'utilisation des techniques de cavité, présenter et analyser les résultats obtenus et finalement en ressortir une conclusion adéquate.

2.2 Notions de bases sur les techniques de cavité

Les techniques de cavité sont des méthodes bien établies pour la mesure des propriétés diélectriques dans les bandes micro-ondes/ondes millimétriques. Il en existe plusieurs types, nous y retrouvons des résonateurs ouverts, des cavités circulaires, des résonateurs de type Courtney [20]-[21], etc. Chacun est idéal pour une plage de fréquences et une dimension d'échantillon donnée. Parmi ceux disponibles au laboratoire de Poly-Grames, un résonateur de type Fabry-Perrot ouvert commercialisé par la compagnie Damaskos (le modèle disponible est le 600T). Il est considéré comme un petit résonateur, évaluant des échantillons ayant des dimensions minimales de 10 x 10 cm, et est capable de calculer les paramètres ϵ et $\tan \delta$ (facteur de dissipation⁴) sur une bande approximative de 15 à 100 GHz. Le travail se fait ainsi dans les hautes fréquences. Le résonateur est formé de deux réflecteurs amovibles formant un résonateur Fabry-Perrot (réflecteurs avec une mini antenne intégrée au centre de chacun) relié par des supports cylindriques avec un support d'échantillon entre les deux tel que démontré à la Figure 2.1.

⁴ Le facteur de dissipation est le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de la permittivité.

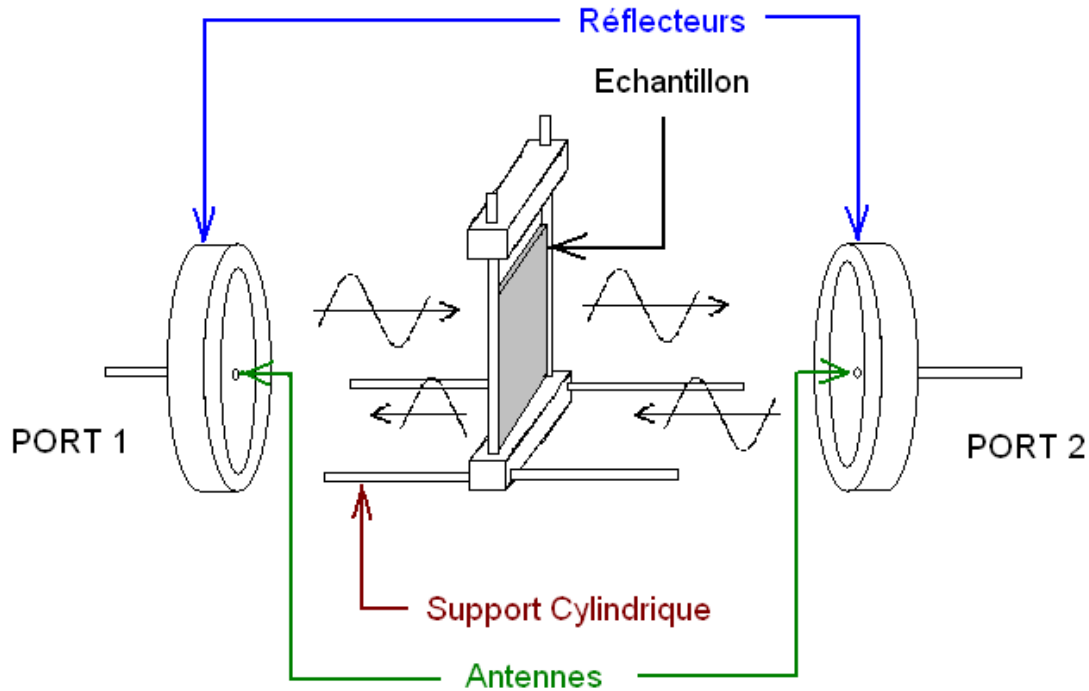


Figure 2.1: Modèle 600T de Damaskos.

Le tout est rattaché à un analyseur de réseau Anritsu 39397C qui lui est contrôlé par un ordinateur externe. Avec le modèle 600T, le calcul de la constante diélectrique se fait par les différences mesurées des multiples fréquences de résonance et des facteurs Q, entre un système à vide et un système avec échantillon. L'acquisition de données et le processus de calcul de la constante diélectrique se fait par l'entremise d'un logiciel fourni par le manufacturier, lequel se base sur la théorie présentée dans [22]. Le traitement des données nécessite l'entrée d'une constante diélectrique approximative. Donc, l'utilisateur doit refaire une approximation entre chaque mesure jusqu'à l'obtention de résultats adéquats. Un exemple de résultats corrects et incorrects est présenté dans le prochain sous-chapitre.

La plage de fréquence de 15 à 100 GHz est la plage totale accessible avec ce modèle, différentes configurations/positions des réflecteurs permettent différentes mesures dans différentes plages de fréquence. Comme démontré à la Figure 2.1, les réflecteurs reposent sur des supports cylindriques sur lesquels ils peuvent glisser, ainsi augmentant ou diminuant la distance entre eux. Le modèle 600T inclut aussi des accessoires tels que des entretoises de différentes grandeurs servant comme standards pour séparer les réflecteurs. Il existe 5 standards pour cette

cavité avec plus ou moins 10 GHz de bande passante. L'objectif visé avec la méthode de résonateur est donc d'extraire la constante diélectrique complexe (ϵ) d'un panneau en composite.

2.3 Expérimentation, résultats et discussion

Suivant les restrictions du modèle 600T, un échantillon de composite laminé de 12cm x 12 cm x 1.23 mm a été découpé pour procéder aux mesures. Ceci représente approximativement les mêmes dimensions que celles d'un échantillon de test avec propriétés connues. L'échantillon de test est inclus avec le système de cavité et permet une meilleure compréhension du fonctionnement d'acquisition et de traitements de données du système. Il possède une constante diélectrique relative de 4.4. Un espacement entre les miroirs de 23.9 cm est recommandé par le manuel d'utilisation pour faire une caractérisation dans la plage de fréquence de 12 à 26 GHz. La figure suivante représente les résultats obtenus avec l'échantillon de test.

Tableau 2.1: Résultats de l'échantillon de test avec $\epsilon_r = 4.4$.

Echantillon de Test					
Epaisseur 0.0252 cm					
Relative Permittivity					
Freq[GHz]	Q	dB	Real	Imag	Tan
12.221	5697.64	-45.53	4.43961	0.06884	0.01551
13.463	6299.64	-41.87	4.43217	0.06793	0.01533
14.705	6504.77	-38.21	4.42780	0.06433	0.01453
15.946	6573.59	-37.14	4.42179	0.06549	0.01481
17.188	7024.61	-37.32	4.41472	0.06462	0.01464
18.430	7434.96	-41.54	4.40481	0.06189	0.01405
19.672	6811.76	-42.24	4.40869	0.06879	0.01560
20.913	6783.12	-44.99	4.39733	0.06983	0.01588
22.155	6766.17	-41.38	4.39650	0.07072	0.01609
23.397	6738.56	-43.45	4.38716	0.07171	0.01634

Les résultats obtenus sont cohérents avec ceux de l'annexe A de la documentation du modèle 600T présentés dans le Tableau 2.2. Nous remarquons que les valeurs de Q ainsi que la partie réelle et la partie imaginaire de ϵ sont constantes dans toute la plage de fréquences. La maîtrise de la méthode d'acquisition et de traitement de données peut ainsi être dite acquise.

Tableau 2.2: Résultats avec un échantillon de test, Annexe A, tableau tiré de [22]

Test Sample 9.93±0.17 mils (0.0252 cm) 35% R.H. 20.3° C
 Model 600T Open Resonator #515 (9.5" Spacing)

Fsample (GHz)	sample Q	sample dB	ep real	ep imag	loss tan
12.2	5611.9	-55.9	4.415	0.072	0.0163
13.5	6426.8	-53.5	4.405	0.067	0.0153
14.7	6647.5	-52.2	4.399	0.069	0.0156
15.9	6831.6	-54.3	4.397	0.069	0.0157
17.2	6885.8	-56.0	4.391	0.070	0.0159
18.4	6938.7	-57.6	4.387	0.070	0.0159
19.7	6976.4	-58.2	4.387	0.070	0.0160
20.9	7066.5	-57.8	4.380	0.070	0.0159
22.1	6917.9	-58.0	4.376	0.072	0.0164
23.4	7034.4	-58.1	4.376	0.071	0.0162
24.6	6874.9	-54.7	4.374	0.073	0.0166
25.9	6953.6	-51.3	4.367	0.072	0.0165

Les mêmes mesures sont ensuite faites avec le panneau en composite laminé. Un exemple de résultats à partir de plusieurs tentatives avec différentes valeurs de départ de ϵ_r est démontré dans le Tableau ci-dessous. La valeur de départ, dans ce cas, est $\epsilon_r = 5$.

Tableau 2.3: Résultats avec un panneau en composite laminé avec une valeur de départ $\epsilon_r = 5$

Composite Laminé					
Epaisseur 1.25 mm					
Relative Permittivity					
Freq[GHz]	Q	dB	Real	Imag	Tan
12.222	20040.12	-72.03	3.99380	0.00623	0.00156
13.466	7953.39	-71.02	3.80945	0.05149	0.01352
14.709	43582.02	-69.35	3.72372	0.00071	0.00019
15.940	24650.65	-70.42	4.37894	0.00994	0.00227
17.170	246.89	-69.63	4.74668	2.02115	0.42580
18.429	54198.38	-73.85	4.04163	0.00369	0.00091
19.661	11054.21	-76.64	4.54192	0.04056	0.00893
20.885	413.72	-70.18	5.34084	1.24589	0.23328
22.155	30913.24	-72.24	3.96789	0.01204	0.00303
23.392	61873.98	-75.66	4.16802	0.00420	0.00101

Les valeurs de Q, ϵ et $\tan \delta$ obtenues avec l'échantillon de panneau en composite démontrent une grande instabilité, contrairement à ce que nous avons observé avec l'échantillon de test

fourni par Damaskos. De ce fait, il est difficile d'affirmer que nous avons une bonne estimation de la constante diélectrique. En réalité, les données calculées par le logiciel sont fausses car elles sont basées sur une simple mesure du bruit ambiant. Cet effet est démontré à la Figure 2.2 montrant le coefficient de transmission entre l'entrée et la sortie du résonateur dans une bande étroite de fréquences. En présence de l'échantillon fourni par le manufacturier la résonance est clairement visible, alors que seul du bruit est présent lorsque l'échantillon à base de fibres de carbone est inséré. En réalité, si le signal généré par l'antenne émettrice passe à travers l'élément de test, nous devrions observer un léger déplacement (droite ou gauche) ainsi qu'une forme différente du pic (plus étroit ou plus large) de la fréquence de résonance en fonction de ϵ_r . Cette absence de résonances provient du fait que cet échantillon est suffisamment réfléchissant ou absorbant, de sorte que le signal transmis à la sortie du résonateur est en deçà du seuil de détection des appareils de mesure, rendant ainsi les résonances invisibles. Il en résulte que le calcul du déplacement de la fréquence de résonance et du changement de facteur de qualité est simplement impossible.

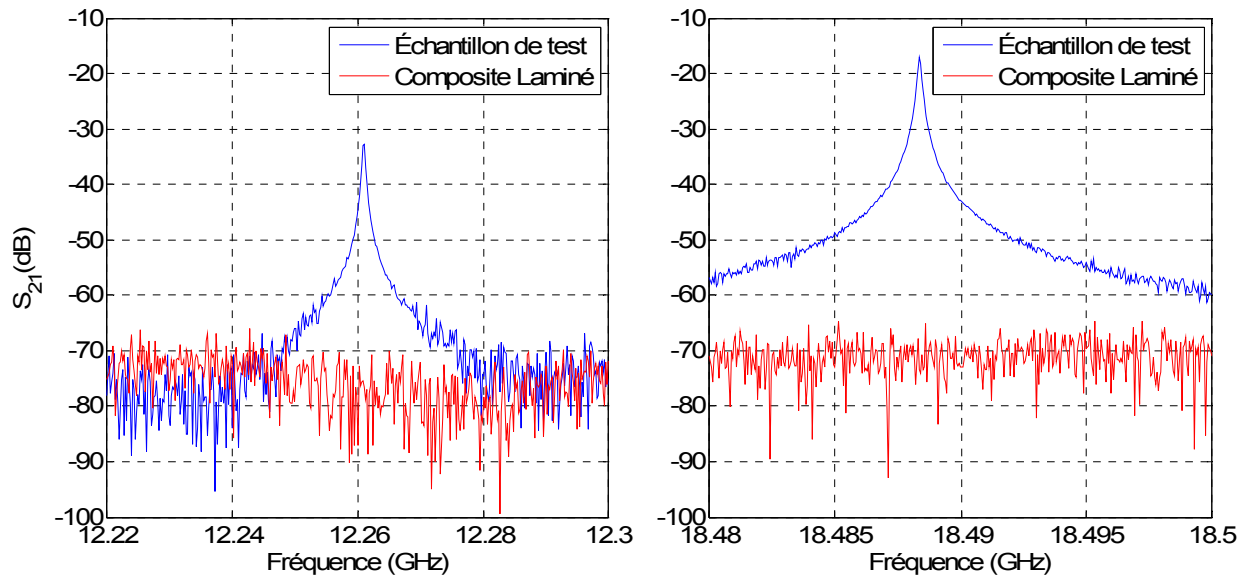


Figure 2.2: Comparaison des signaux transmis (S_{21}) pour une des nombreuses résonances de la cavité ouverte, en présence de l'échantillon de test fourni par le manufacturier et de l'échantillon en composite laminé.

Une bonne atténuation ou une bonne réflexion des signaux suppose des propriétés conductrices importantes. Selon la littérature [3], un composite à base de fibre de carbone

représente un bon matériau conducteur (seulement 1000 fois moins conducteur que l'aluminium), ce qui justifierait notre supposition.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, l'approche par méthode de cavité pour le calcul de la constante diélectrique à hautes fréquences a été présentée. Avec différents standards ou configurations possibles du résonateur ouvert, un standard a été choisi afin d'opérer dans la plage de fréquence désirée. Deux mesures ont été faites. Une avec un échantillon de test de constante diélectrique connue de 4,4 et une autre avec un panneau en composite laminé.

Dans ce cas, l'objectif n'a pas été atteint. Une valeur numérique de la constante diélectrique (ϵ) n'a donc pas pu être obtenue avec un panneau en composite. Avec le composite laminé, la différence de la fréquence de résonance et du facteur de qualité Q a été impossible à lire. Ceci peut être dû au fait que les signaux nécessaires à l'estimation de la constante diélectrique ont été atténués et réfléchis au point de n'obtenir que du bruit de l'autre côté du panneau. Cette observation suggère une structure très compacte avec une conductivité importante pour le composite laminé. Quoique l'objectif n'ait pas été atteint, ces dernières observations sont très intéressantes et utiles. Le composite démontre ainsi des propriétés de blindage favorables. En effet, nous pouvons nous attendre à une bonne protection électrique contre les champs à hautes fréquences. Pour ce qui est des basses fréquences, nous nous attendons à des propriétés de blindage (atténuation du signal) dépendantes de la fréquence. Cette hypothèse est reliée à la présence de la résine d'époxy qui forme une mince couche non-conductrice à la surface du panneau et entre les fibres. Cette mince couche de résine agit en tant que diélectrique. Sa conductivité est considérée nulle ou très faible. Donc, le couplage entre le courant externe et le courant circulant dans le composite est de type capacitif, ce qui signifie un couplage très faible et fortement dépendant de la valeur de la capacité de couplage aux basses fréquences, et un couplage plus élevé et moins dépendant de la valeur de la capacité de couplage aux hautes fréquences.

Ainsi pour la formule de la permittivité présentée dans le chapitre 1, en supposant une bonne conductivité du composite en raison des bonnes propriétés de blindages mise en évidence avec les mesures de résonateur et des études retrouvées en littérature [3-7], nous pouvons nous

attendre à ce que la partie imaginaire de la permittivité soit supérieure à la partie réelle. C'est ce que le prochain chapitre tentera d'éclaircir.

CHAPITRE 3 : ÉVALUATION DE LA CONDUCTIVITÉ À L'AIDE DE MESURES EN GUIDE D'ONDE

3.1 Introduction

Le Chapitre 2 a introduit une première méthode d'approche pour une caractérisation électrique d'un panneau en composite utilisant des techniques de cavités. Les résultats de caractérisation nous n'ont pas permis de mesurer une valeur numérique de la constante diélectrique (ϵ) et à partir des observations retenues de cette première approche, une conductivité élevée a donc été présumée dans le domaine des hautes fréquences.

Ce chapitre tentera de confirmer si cette supposition est réaliste en utilisant une approche basée sur l'utilisation d'un guide d'onde rectangulaire. Le guide choisi est de type WR90. À vide, ce type de guide est habituellement utilisé dans la bande X des micro-ondes (8 à 12 GHz). Dans les paragraphes qui suivent, quelques notions de base sur le principe et le fonctionnement d'un guide d'onde sont présentées.

3.2 Notions de base sur un guide d'onde

Son nom définit sa fonction. Un guide d'onde est assuré par des réflexions successives d'une onde sur ses parois. Les parois par défaut sont de bons conducteurs afin de maximiser la réflexion et ainsi minimiser les pertes.

Il existe deux types de guide: homogène et inhomogène. Les guides d'onde sont souvent de type rectangulaire ou circulaire, avec ou sans diélectrique à l'intérieur. Ces derniers sont de différentes dimensions selon la plage de fréquence d'opération désirée. Par exemple, WR90 représente un guide d'onde de 2.286 centimètre de largeur (a) et de 1 centimètre de hauteur (b) tel que présenté à la Figure 3.1, avec une plage d'opération de 8 à 12 GHz approximativement.

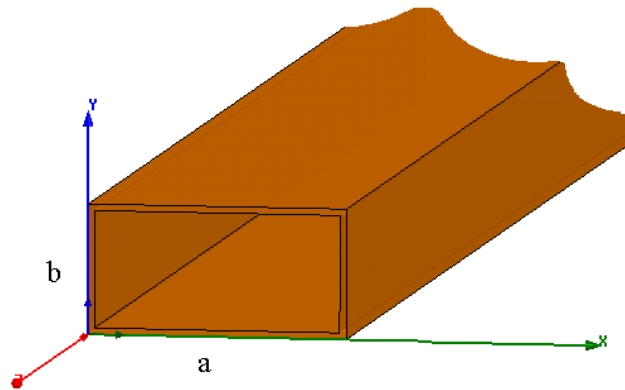


Figure 3.1: Représentation des dimensions typiques d'un guide d'onde rectangulaire.

Les équations de Maxwell décrivent les propriétés des champs électriques et magnétiques dans un milieu. La solution aux équations de Maxwell dans un guide d'onde est un problème de valeurs propres. Autrement dit, plusieurs solutions sont possibles. Ces solutions représentent plusieurs modes de propagation. Chaque mode possède différentes propriétés de propagation (atténuation, déphasage, fréquence de coupure, etc.), nous y retrouvons 3 types de mode de propagation pour un guide d'onde rectangulaire: transverse électrique ($E_z=0$, $H_z \neq 0$), transverse magnétique ($E_z \neq 0$, $H_z=0$), et hybride ($E_z \neq 0$, $H_z \neq 0$), z étant l'axe de direction de propagation de l'onde. Le mode transverse électromagnétique ($E_z=H_z=0$) ne peut exister dans un guide fermé en raison de ses parois qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (NB : Dans un mode TEM le champ E est conservatif dans un tel plan)⁵. Dans un guide d'onde, il existe un facteur de propagation ($\gamma = \alpha + j\beta$) pour chaque mode et ainsi une fréquence de coupure spécifique à chacun. Cette fréquence sépare la plage de fréquence où l'onde est atténuée (onde « évanescence ») de la plage de fréquence où l'onde peut se propager. Afin de définir la plage idéale de fréquence d'opération d'un guide d'onde, la fréquence de coupure de son mode fondamental et des modes suivants doivent être connus.

La formule de fréquence de coupure de tous les modes pour un guide d'onde rectangulaire est donnée ci-dessous:

⁵ Pour obtenir le mode transverse électromagnétique, il faut donc avoir 2 conducteurs ou plus isolés pour éviter que le plan transversal soit une équipotentielle.

$$f_{mn} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3.1)$$

Les termes de l'équation 3.1 sont définis comme suit :

c = vitesse de la lumière (300×10^6 m/s)

m, n = numéro de mode (≥ 0)

a, b = dimensions du guide d'onde

Pour un guide d'onde de type WR90, nous obtenons ces fréquences de coupures pour les premiers modes:

$$f_{10} = 6.521 \text{ GHz} \quad f_{01} = 15 \text{ GHz} \quad f_{20} = 13.04 \text{ GHz} \quad f_{11} = 16.356 \text{ GHz}$$

Le mode fondamental est celui avec la fréquence de coupure la plus faible et la plage de fréquence idéale d'opération d'un guide d'onde est celle où ce dernier se propage seul. Dans ce cas, le mode fondamental commence à se propager à 6.512 GHz et le prochain mode commence à se propager aux alentours de 13.04 GHz, ainsi la plage d'intérêt se situe entre 6.521 GHz et 13.04 GHz. Par contre, un guide d'onde réel n'est jamais parfait. À cause des pertes dans les parois de métal qui sont élevées près de la fréquence de coupure, il est préférable d'opérer un peu au-dessus de cette fréquence (8 à 12 GHz). Dans cette section, la position de la fréquence de coupure et le facteur de propagation sont nos points d'intérêts.

3.3 Principe de l'expérience

Après avoir démontré quelques notions de bases sur le fonctionnement d'un guide d'onde rectangulaire, l'explication de l'utilisation de ce dernier peut être entamée. L'objectif de cette expérience est d'évaluer la conductivité à hautes fréquences du composite. Le principe de cette expérience est de remplir partiellement le guide d'onde de composite dans l'axe longitudinal du guide sur un côté et d'en visualiser les effets. Cette méthode est inspirée d'une technique de mesure de permittivité avec guide d'onde tirée de la littérature [17]. Il existe aussi d'autres

approches de caractérisation faisant usage d'un guide d'onde WR90, d'où le guide est rempli complètement [4]. Ceci requiert de grandes quantités de matériau et, compte tenu des résultats obtenus avec les mesures en cavité, il est clair que le fait de remplir un guide d'onde avec le matériau composite à tester serait totalement inutile. Les ondes seraient complètement atténuées et réfléchies, et seul du bruit serait mesuré pour les signaux de transmission (S_{21}). Pour ces raisons, la méthode avec un guide d'onde partiellement rempli a été utilisée. La Figure 3.2 démontre une coupe du guide d'onde avec le composite partiellement inséré.

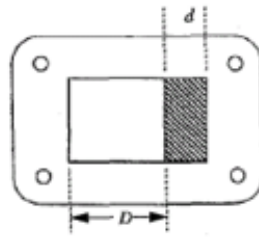


Figure 3.2: Section transversale du guide d'onde avec languette de composite. Figure tirée de [17].

L'épaisseur du composite laminé (d) est de 1.25 mm. En se basant des résultats de la première approche et ainsi supposant une conductivité élevée du composite laminé à hautes fréquences, l'insertion d'une languette de composite dans l'axe longitudinal d'un guide d'onde devrait en théorie engendrer un déplacement de la fréquence de coupure. Dans le cas où le composite serait un matériau très conducteur, ceci reviendrait à créer un deuxième guide d'onde avec trois murs de cuivre et un mur ayant la conductivité du composite. La nouvelle fréquence de coupure devrait donc s'approcher à la fréquence de coupure d'un guide d'onde pour lequel la dimension (a) est réduite à 2.161 cm (largeur du guide – épaisseur de la languette en composite). Si nous réutilisons l'équation 3.1 pour calculer les nouvelles fréquences de coupure, nous obtenons :

$$f_{10} = 6.941 \text{ GHz} \quad f_{01} = 15 \text{ GHz} \quad f_{20} = 13.882 \text{ GHz} \quad f_{11} = 16.528 \text{ GHz}$$

Lorsque le guide est chargé d'une languette de composite, cette dernière ne le remplit que partiellement selon l'axe des z tel que démontré à la Figure 3.3. L'onde guidée subit donc des réflexions partielles à cause des discontinuités entre les parties de guides chargées et non chargées par le composite. Afin de déterminer la constante de propagation à partir des mesures et d'éliminer les effets de ces discontinuités, il suffit d'effectuer plusieurs mesures avec diverses longueurs de languette de composite. Une telle approche a été utilisée dans [17] pour des mesures

de réflexions. Elle repose sur l'hypothèse que l'effet des discontinuités est localisé au voisinage des transitions entre les parties chargées et non chargées, et donc que cet effet est indépendant de la longueur des languettes utilisées, du moins au-delà d'une certaine valeur de cette longueur.

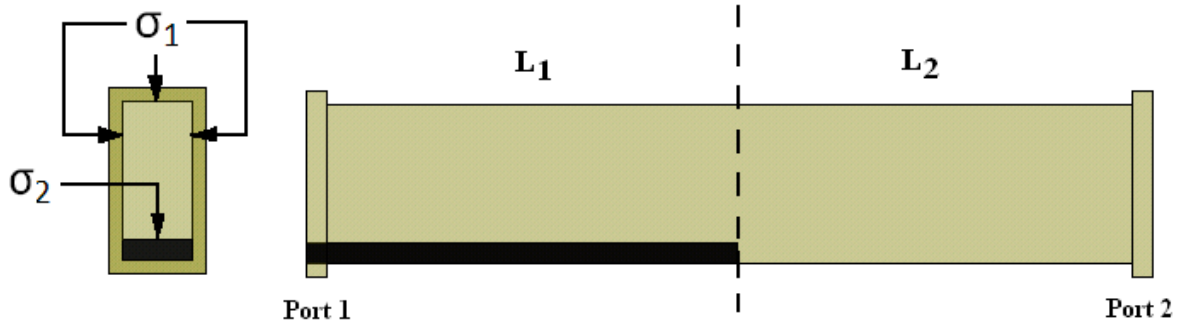


Figure 3.3 : Différentes vues du guide d'onde avec languette de composite.

Afin de procéder à une estimation de la valeur de conductivité du matériel inséré dans le guide d'onde, nous supposons qu'il n'y a qu'une légère pénétration des champs dans la paroi, constituée de composite de sorte que le principe de pertes encourues par effet de peau est utilisé. L'effet de peau fait référence aux pertes par absorption/pénétration du courant à la surface d'un conducteur. En supposant donc que le composite est un bon conducteur, nous faisons l'hypothèse que l'effet de peau est une bonne approximation. Ce principe repose sur l'hypothèse que malgré le fait que la conductivité des parois du guide soit finie, elle demeure toutefois suffisamment élevée pour faire en sorte que l'impédance de surface (Z_m) soit beaucoup plus petite que l'impédance caractéristique du milieu dans le guide. Il en résulte que :

- La partie imaginaire de la constante de propagation (β_z) est à toutes fin pratiques la même que si les parois du guide étaient parfaitement conductrices.
- La partie réelle de la constante de propagation (α_z) dépend directement de $1/\sqrt{\sigma}$ et peut être calculée par une approche de perturbation.

Cet effet peut être représenté par une impédance de surface (Z_m) reliant le courant de surface (J_s) au champ électrique tangentiel à la surface du métal. Les équations liées à l'effet de peau sont données ci-dessous.

$$E_{\tan} = Z_m J_s \quad \text{avec} \quad Z_m = R_m + jX_m = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad (3.2)$$

Le calcul de la valeur de la conductivité se fait via l'équation d'atténuation⁶ par effet de peau. Cette équation découle du calcul des pertes que subit la puissance (P_z) du mode guidé. Cette équation représente l'atténuation dans un guide d'onde avec 3 murs de conductivité en cuivre (σ_1) et un mur de conductivité en composite (σ_2).

$$\alpha_z = \frac{1}{b\eta\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left[R_{m1} + (R_{m1} + R_{m2}) \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \frac{b}{a} \right] \quad (3.3)$$

$$R_{m1} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma_1}} \quad R_{m2} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma_2}}$$

Les termes de l'équation 3.3 sont définis comme suit :

ω = fréquence angulaire

f = fréquence de travail

f_c = fréquence de coupure pour un mode

a = largeur du guide d'onde moins l'épaisseur de la languette

b = hauteur du guide d'onde

σ_1 = conductivité des parois métallique

σ_2 = conductivité du composite

η = impédance caractéristique d'une onde plane uniforme dans l'air (environ 120π)

En évaluant les paramètres (S_{21}) de transmission pour différentes longueurs de languette de composite, nous sommes capables par division de différentes mesures de faire ressortir la constante de propagation. $L_1 + L_2 = 162$ mm et est fixe pour toutes les mesures. Par cette manœuvre, le facteur d'atténuation peut être calculé avec les équations ci-dessous:

⁶ La dérivation de la formule d'atténuation par effet de peau à partir des équations de Maxwell pour trois murs de conductivité σ_1 et un mur de conductivité σ_2 est démontrée en annexe.

$$\begin{aligned}
S_{21,i} &= T_1 T_2 e^{-\gamma_g L_{2,i}} e^{-\gamma_c L_{1,i}} \\
S_{21,j} &= T_1 T_2 e^{-\gamma_g L_{2,j}} e^{-\gamma_c L_{1,j}} \\
\frac{S_{21,i}}{S_{21,j}} &= e^{-\gamma_g (L_{2,i} - L_{2,j})} e^{-\gamma_c (L_{1,i} - L_{1,j})} \\
\gamma_g &= \sqrt{\left(\frac{\omega_c}{c}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{c}\right)^2} \\
\gamma_c &= \alpha + j\beta
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Les indices i et j indiquent des cas différents de longueurs de languette. De l'équation 3.4, les paramètres T_1 et T_2 représentent les coefficients de transmission reliés aux discontinuités entre les sections de guide chargées et non chargées avec la languette, tel qu'illustré à la Figure 3.4. Dans les équations ci-dessus, il a été supposé que les réflexions multiples dues à ces discontinuités n'ont pas été prises en compte. Également, nous avons supposé que les paramètres T_1 et T_2 demeurent les mêmes lorsqu'un échantillon de différente longueur est inséré dans le guide. Ces suppositions permettent l'annulation de ces termes lors de la division entre mesures $\left(\frac{S_{21,i}}{S_{21,j}}\right)$.

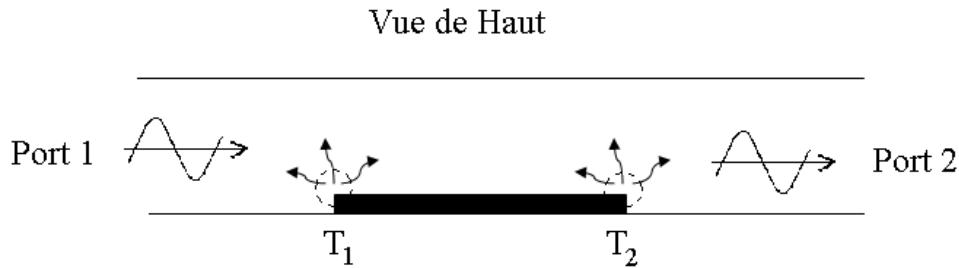


Figure 3.4: Représentation de l'effet de la discontinuité entre les sections chargées et non chargées du guide d'onde.

Pour effectuer les mesures de paramètres S en guide d'onde, nous avons utilisé une calibration de type TRL (THRU-REFLECT-LINE). Les plans de référence des ports 1 et 2 ne se font pas à la connexion des connecteurs coaxiaux branchés aux transitions guide d'onde à ligne coaxiale mais plutôt aux extrémités du guide d'onde. La différence des références de mesures entre une calibration TRL et les ports d'accès coaxiaux est montrée à la Figure 3.5.

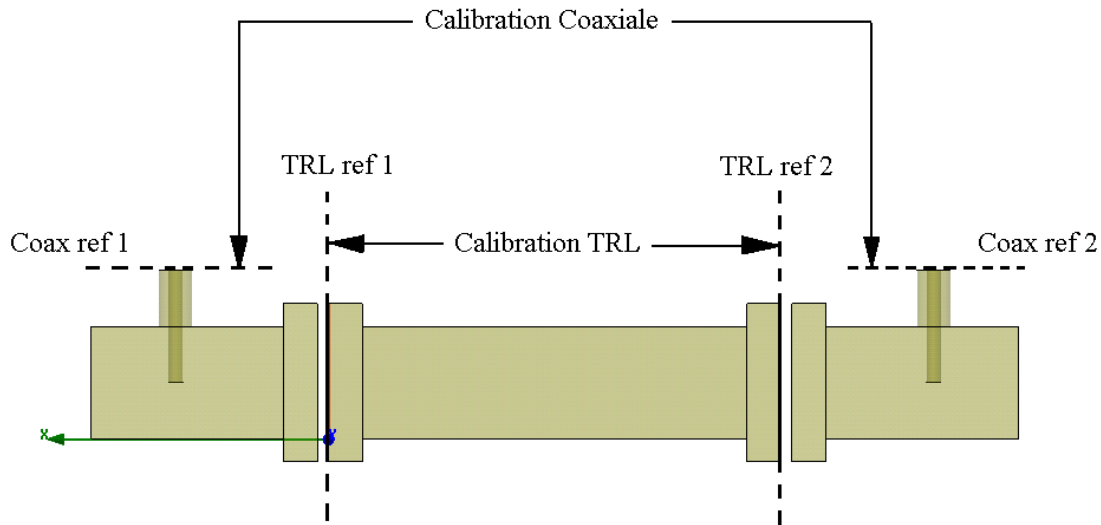


Figure 3.5 : calibration TRL vs. Calibration Coaxiale.

3.4 Mesures préliminaires en courant continu

Dans le cadre de cette expérience, un test préliminaire en courant continu a été fait dans le but d'obtenir un ordre de grandeur de la conductivité d'une languette en composite. La languette sous test est de mêmes dimensions que la languette utilisée dans le guide d'onde. Pour ce test, un multimètre numérique Fluke 8860A a été utilisé. Ce multimètre permet une terminaison Kelvin⁷ (4 terminaux), la résistance des fils utilisés pour la mesure est ainsi prise en compte. Il est à noter que la résistance des contacts ne l'est pas par contre. Un montage électrique à la Figure 3.6 présente le montage avec le multimètre 8860A.

⁷ La terminaison Kelvin fait référence à la terminaison « Four terminal sensing » [23].

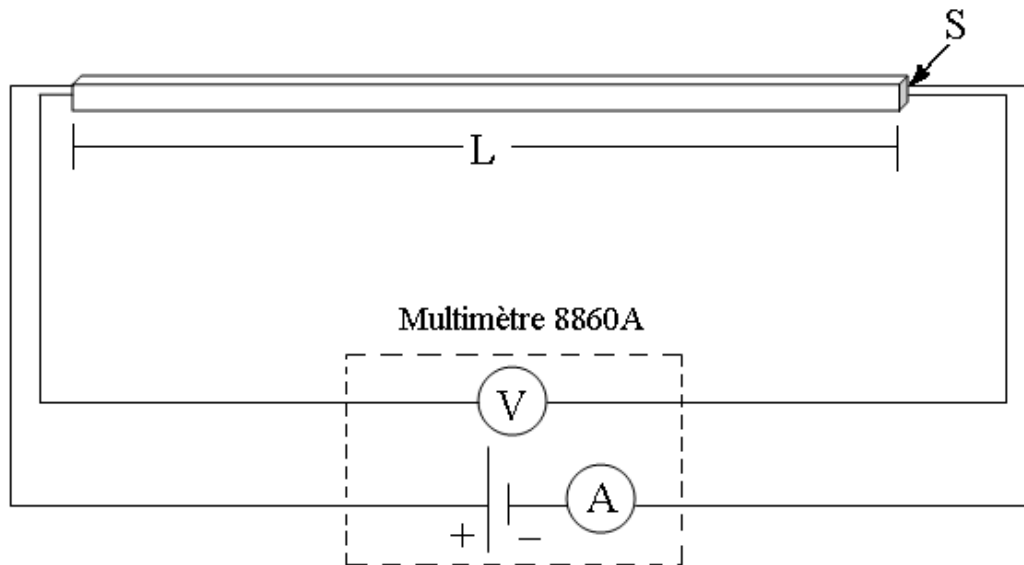


Figure 3.6 : Montage pour le calcul de résistivité avec multimètre 8860A.

Dans les échantillons de matériau composite à notre disposition, les fibres de carbone baignent dans une matrice de résine, laquelle crée une mince couche isolante en surface. Cette couche peut affecter de façon importante et imprévisible la qualité des contacts entre les sondes de mesures et les échantillons. Ceci est mis en évidence dans le Tableau 3.1 où nous retrouvons les valeurs de résistivité obtenues avec différentes configurations de languettes. La valeur de la conductivité du composite est calculée avec la formule empirique:

$$\sigma = \frac{1}{R} \frac{L}{S} \quad (3.5)$$

Les termes de l'équation 3.5 sont définis comme suit:

R = Résistance mesurée (Ω)

L = Longueur de la languette (0.162 m)

S = Surface de la languette selon une coupe transversale⁸ ($1.2 \times 10^{-5} \text{ m}^2$)

⁸ S = largeur x épaisseur = 10mm x 1.2mm

Tableau 3.1: Résistance de différentes configurations de languette

	Description de la languette mesurée	Résistance (Ω)	Rapport de conductivité du composite par rapport à la valeur de la conductivité théorique de l'Aluminium (30×10^6 S/m)
1	Languette originale (sans modification)	Infinie, Pas de contact électrique	_____
2	Languette poncée aux extrémités sur une face	4.950 Ω (Sans pression sur les connecteurs) 1.805 Ω (Avec pression sur les connecteurs à l'aide de pinces)	$\approx 11\,000$ X moins conducteur ≈ 4000 X moins conducteur
3	Languette poncée aux extrémités sur une face et couverte avec du ruban de cuivre	3.730 Ω (Sans pression sur les connecteurs) 1.805 Ω (Avec pression sur les connecteurs à l'aide de pinces)	≈ 8250 X moins conducteur ≈ 4000 X moins conducteur
4	Languette poncée et métallisée par déposition plasma aux extrémités sur les 2 faces	0.840 Ω	≈ 2000 X moins conducteur

Les résultats démontrent un effet important provenant de la résine sur la conductivité obtenue pour une languette de composite. Premièrement, pour obtenir un contact électrique un ponçage de la mince couche de résine jusqu'aux fibres de carbone est nécessaire. Deuxièmement, pour obtenir le meilleur contact électrique, une métallisation⁹ de la partie poncée est recommandée. Cette métallisation permet de relier le maximum de fibres possible et ainsi obtenir une résistance plus faible. Les contacts électriques lors de ces tests ont été faits avec des pinces crocodiles. Pour une surface plane solide assemblée de fibres, cette méthode démontre certaines erreurs de mesures. Les dents des pinces crocodiles offrent des contacts localisés, or si un contact est fait avec une fibre endommagée, une mauvaise lecture peut être obtenue. Troisièmement, pour une même surface, en appliquant une certaine pression sur les connecteurs, une amélioration de la résistivité est obtenue. L'écrasement des fibres les unes sur les autres jouerait ainsi un rôle important dans la valeur mesurée de la résistivité. À cet égard, notons que nous pouvons aujourd'hui retrouver des résistances variables en composite qui fonctionnent avec l'effet de pression¹⁰ sur le marché [24] - [25].

En résumé, à partir des mesures obtenues en courant continu, le composite démontre une conductivité inférieure à celle retrouvée dans la littérature¹¹. Le meilleur rapport obtenu est néanmoins assez proche du rapport retrouvé dans la littérature. Les prochains textes présenteront les mesures obtenues dans un guide d'onde ainsi qu'une conclusion.

⁹ La métallisation est faite par électro-placage

¹⁰ Un exemple de composite qui fonctionne à pression : composite de type « Quantum Tunnelling »

¹¹ La littérature fait toujours référence à une conductivité 1000 fois inférieure à celle de l'aluminium. Elle ne fait jamais référence à une plage de fréquence précise, elle est donc supposée constante partout.

3.5 Résultats et Discussion

La Figure 3.7 démontre les résultats expérimentaux et simulés avec le guide d'onde WR90. Les résultats de simulation ont été réalisés avec HFSS version 11. Une conductivité simulée de 500 S/m (valeur arrondie) est choisie à titre de comparaison avec les résultats expérimentaux. Cette valeur a été choisie parce qu'elle représente une valeur qui simule des résultats semblables aux résultats expérimentaux. Suivant une calibration TRL, la structure simulée fait référence à la Figure 3.3. Le matériau simulé pour les murs du guide d'onde est le cuivre. Les valeurs de permittivité, perméabilité et conductivité simulées sont indiquées dans le Tableau 3.2. Les résultats présentent les mesures obtenues avec différentes longueurs de languette en composite (L_1). Les valeurs numériques dans les légendes représentent la longueur de la partie chargée du guide d'onde L_1 .

Tableau 3.2 : Valeurs simulées

ϵ_r	4
μ_r	1
$\sigma(\text{S/m})$	500

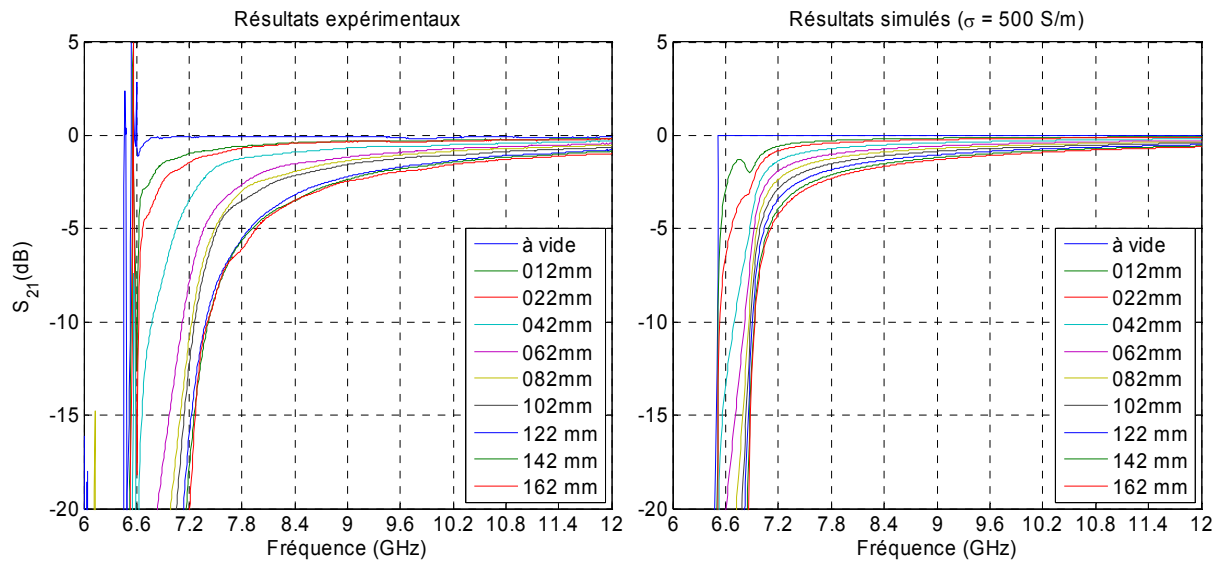


Figure 3.7 : Résultats expérimentaux et simulés avec une languette de composite insérée dans un guide d'onde WR90.

En choisissant arbitrairement un seuil de comparaison de -5dB, nous pouvons observer que plus la partie chargée (L_1) du guide est grande, plus la fréquence correspondante augmente. Ceci est attendu puisqu'un guide chargé/rétréci possède une fréquence de coupure plus élevée et plus la longueur de la languette de composite est longue plus la région rétrécie du guide est grande. Une augmentation de la fréquence de coupure est aussi observée lorsque la conductivité simulée de la languette est plus faible.

Nous pouvons voir que pour des mesures avec des mêmes longueurs de languettes (L_1), la fréquence de coupure est plus grande pour les résultats expérimentaux que pour les résultats simulés avec un matériau isotrope de conductivité 500 S/m. Afin d'approfondir ces premières observations, une analyse des valeurs complexes est entreprise dans les prochains paragraphes. Il est à noter que nous supposons que la résine est parfaitement isolante, i.e. que sa conductivité (σ) est considéré nulle, et qu'aux hautes fréquences, elle représente donc une impédance très faible. L'effet de la résine est ainsi considéré infime. Par contre, pour les mesures en basses fréquences, elle aura beaucoup plus d'impact sur les résultats mesurés et son effet ne pourra pas être négligé. Nous observons aussi des valeurs de S_{21} supérieures à 0 dB. Ceci est dû principalement en raison qu'une calibration TRL n'est pas valide très près de la fréquence de coupure. Ce phénomène peut aussi être dû au bruit de mesure.

À l'aide du logiciel Matlab et des équations (3.4), la constante de propagation γ_c est calculée. Les graphiques à la Figure 3.8 représentent les courbes d'alpha (α) et beta (β) expérimentaux et simulés ($\sigma = 500$ S/m) en fonction de la fréquence. Les valeurs numériques dans chaque légende représentent les longueurs de languettes (en mm) respectives utilisées pour les calculs de division des signaux de transmission S_{21} tel que présenté dans les équations (3.4).

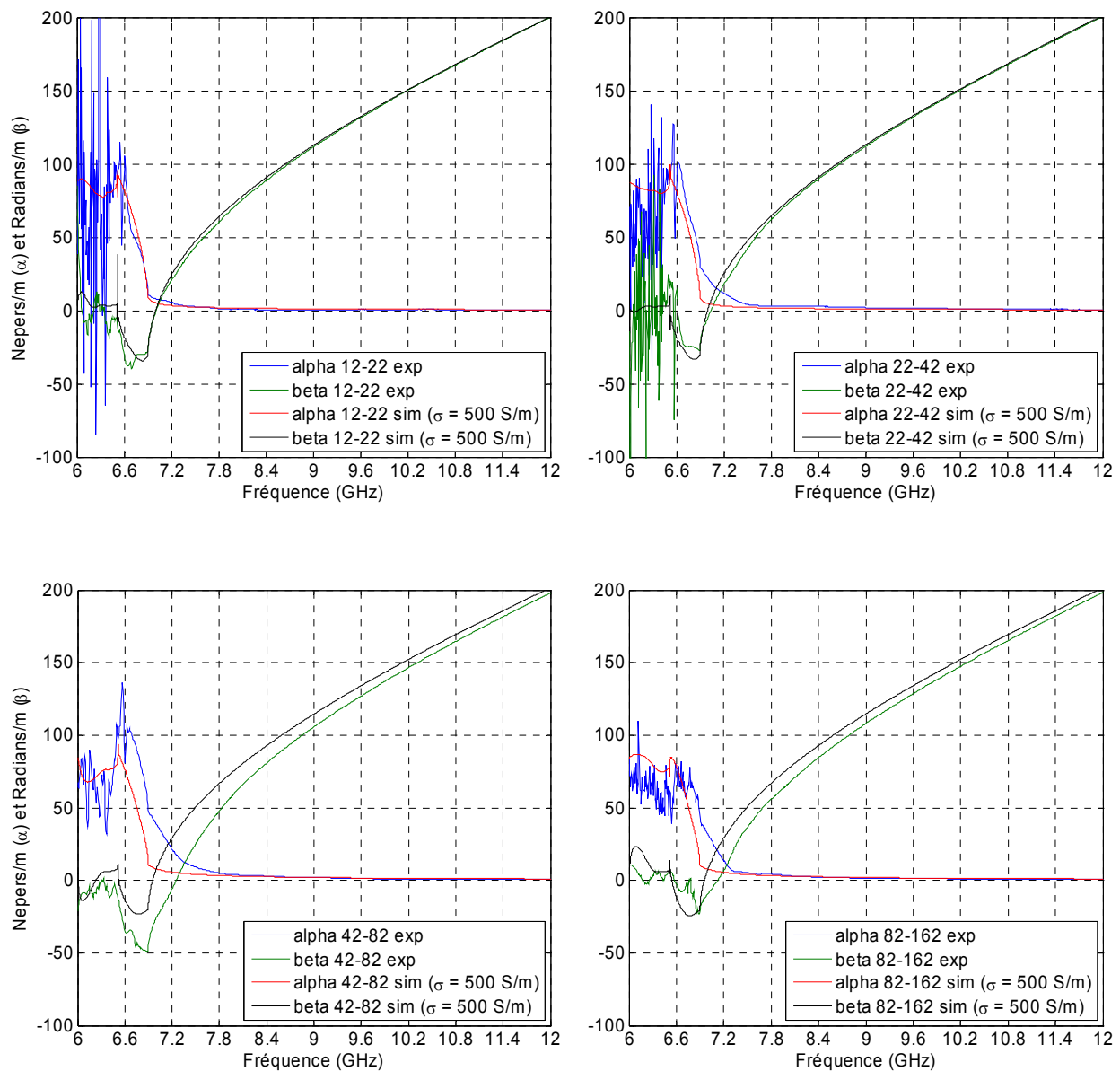


Figure 3.8 : Résultats expérimentaux vs simulés d'alpha (α) et beta (β).

Les figures suivantes présentent une vue avec une échelle verticale agrandie des résultats de la constante d'atténuation (α_z) tirée de la Figure 3.8. Celles-ci permettent d'observer l'accord entre les courbes expérimentales et simulées. Nous remarquons que, pour une conductivité simulée aux alentours de 500 S/m, la constante d'atténuation simulée est un peu plus faible à celle mesurée en laboratoire. On note toutefois que l'accord est moins bon dans la première figure, laquelle correspond à l'utilisation d'échantillons courts (12 et 22 mm seulement). Il est possible que l'effet des discontinuités à chaque bout de l'échantillon joue un rôle perturbateur important dans ce cas.

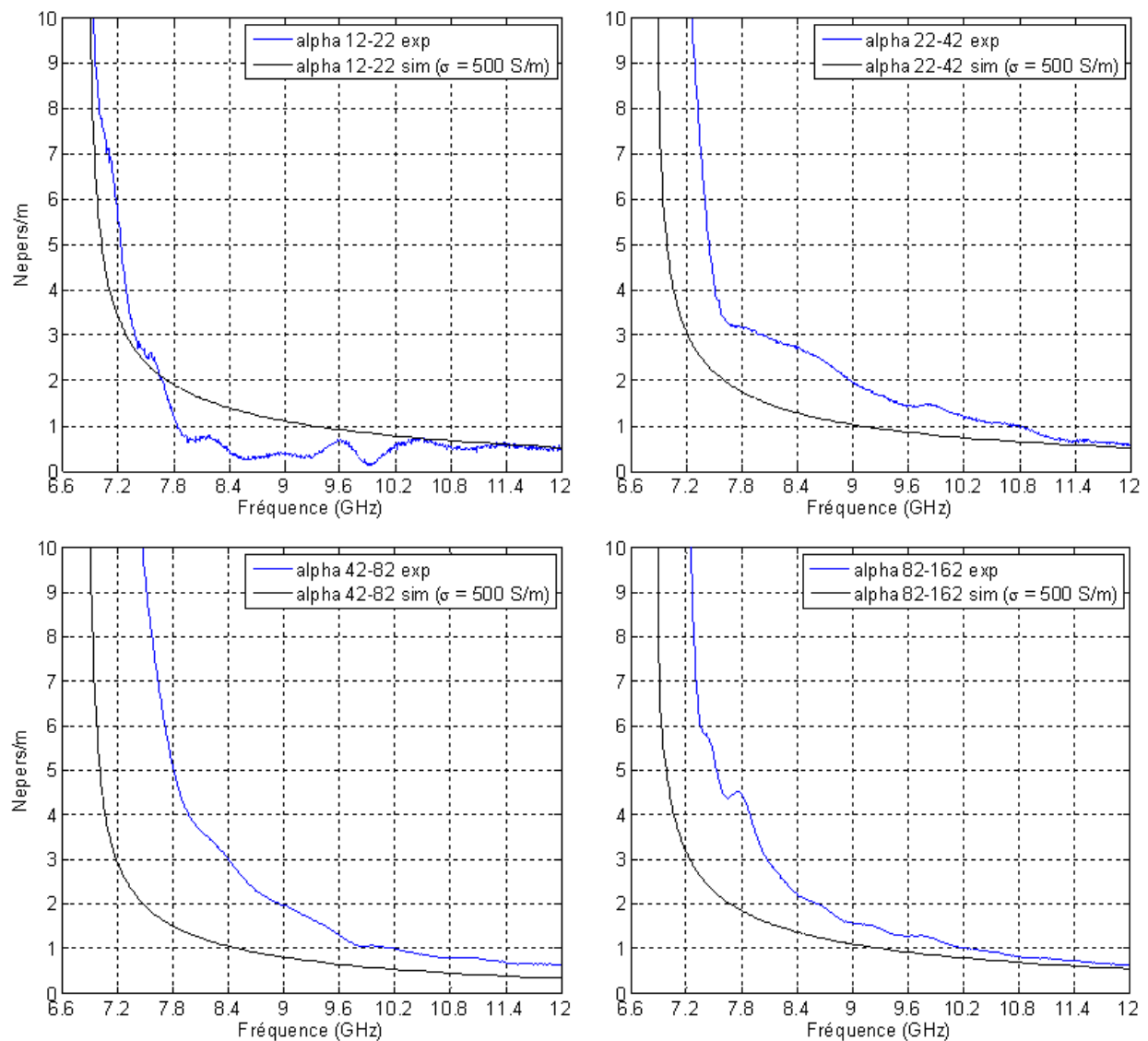


Figure 3.9 : Résultats expérimentaux vs résultats simulés d' α à hautes fréquences avec $\sigma = 500$ S/m.

En général, nous observons que la forme des courbes expérimentales est conforme à celle des résultats de simulation. Ceci nous permet de procéder avec confiance au calcul de la conductivité avec l'équation 3.3 à partir des valeurs d' α . Afin d'évaluer la précision de cette approche, nous avons modélisé un guide d'onde avec une languette d'une certaine conductivité insérée partiellement le long d'une des parois verticale. Ceci permet de valider entre autre l'équation d'atténuation (3.3) que nous avons obtenue. Nous exportons les mesures simulées de transmission (S_{21}) et procédons à la division des mesures avec différentes longueurs de languette afin d'extraire les valeurs de α tel que présenté à l'équation (3.4). Avec les valeurs de α extraites à partir de mesures simulées, la conductivité a pu être calculée. La Figure 3.10 démontre la conductivité calculée à partir de résultats obtenus par simulation HFSS. Le modèle simulé est un guide d'onde en cuivre avec une languette de conductivité égale à 500 S/m et les longueurs de languette utilisées pour extraire α alpha sont 42mm et 82 mm respectivement.

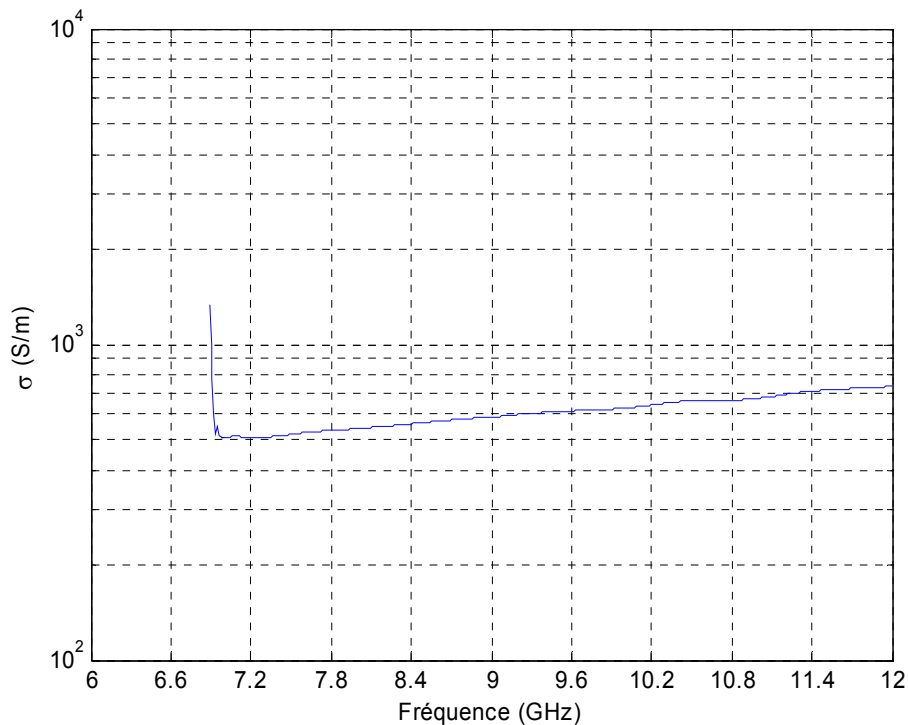


Figure 3.10 : Conductivité calculée avec l'équation 3.3 pour une languette de composite dans un guide d'onde avec des données simulées pour une conductivité fixe simulée à 500 S/m.

Nous remarquons que la conductivité obtenue n'est pas constante sur la plage de fréquence complète avec ce modèle de simulation. Premièrement, la conductivité simulée est de

500 S/m, l'équation de pertes par effet de peau est essentiellement valide pour de très bon conducteurs où une faible pénétration partielle est présente. Plus la fréquence augmente, plus la conductivité effective diminue dans l'équation 1.1 de la constante diélectrique complexe. Ainsi dans les hautes fréquences, l'équation de pertes par effet de peau devient moins précise dans le cas où la valeur de conductivité (σ) est faible. Deuxièmement, si nous simulons plutôt un guide d'onde vide de dimensions réduites, telles qu'elles respectent les nouvelles dimensions lorsqu'un guide d'onde de type WR90 est rempli partiellement avec une languette de composite (largeur du guide d'onde – épaisseur de la languette) et que nous forçons une condition frontière de même conductivité que la languette sur l'une des parois, nous obtenons des résultats plus précis. Dans le dernier cas, HFSS impose une impédance de surface fixe le long du guide et résout seulement les champs dans le vide alors que lorsque nous simulons une languette d'une certaine épaisseur dans un guide d'onde, HFSS essaie de résoudre les champs dans la languette. Cette différence de résolution des champs dans HFSS peut ainsi conduire à des pertes différentes telles qu'illustré à la Figure 3.11.

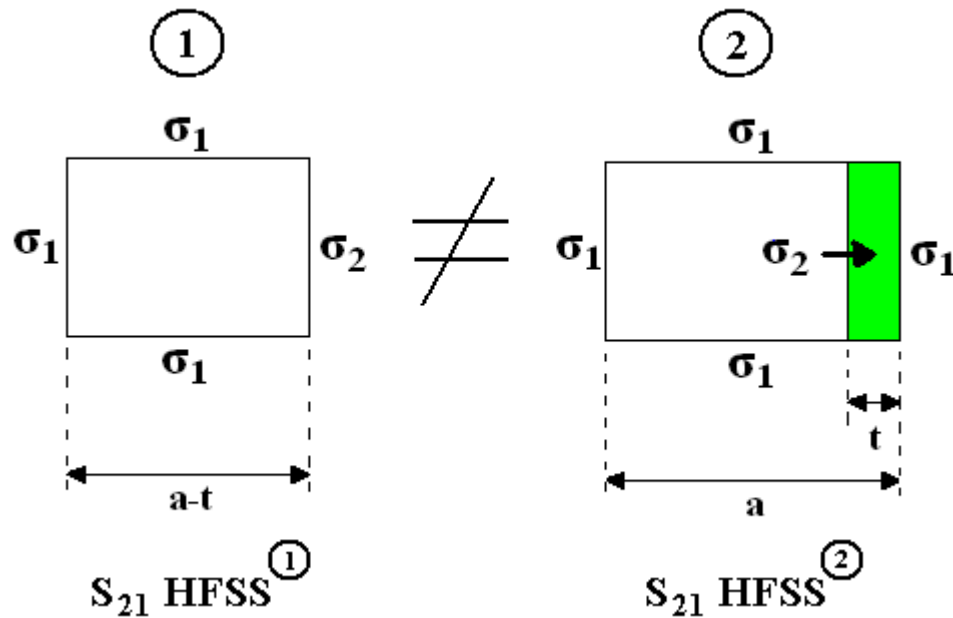


Figure 3.11 : Options de modélisation pour les mesures en guide d'onde dans HFSS.

En effet, en imposant une condition frontière de conductivité 500 S/m avec une épaisseur de 1.25 mm (même épaisseur que la languette) sur une des parois d'un guide d'onde vide quasi-parfait et utilisant toujours les mêmes équations de pertes par effet de peau, nous arrivons à une

conductivité constante de 500 S/m le long de la plage de fréquence. Ceci est démontré à la Figure 3.12. Dans ce cas, nous pouvons conclure que le modèle avec une languette reste approximatif puisqu'il démontre des erreurs sur la valeur de conductivité calculé avec des mesures simulées. (Il est à noter que nos simulations ont été entreprises avec une languette de conductivité uniforme alors qu'une languette en composite représente plusieurs couches conductrices séparées par des couches diélectriques.)

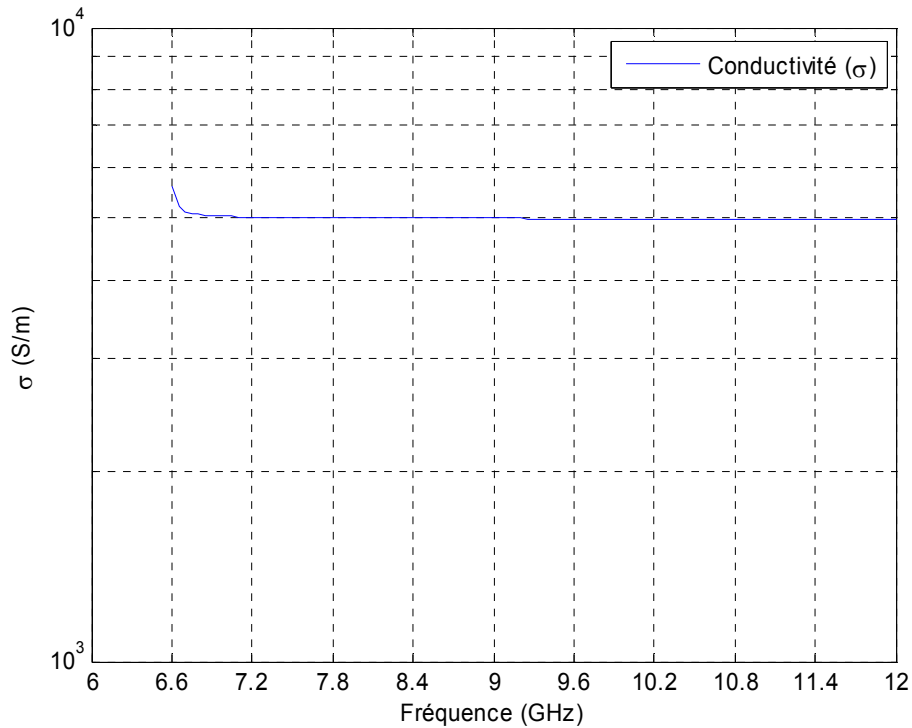


Figure 3.12: Conductivité calculée avec l'équation 3.3 pour une paroi d'un guide d'onde avec des données simulées pour une conductivité fixe simulée à 500 S/m.

Admettant d'emblée que la formule d'effet de peau est approximative pour un modèle de guide d'onde où les champs sont résolus dans une languette et qu'elle repose sur des hypothèses de conductivité élevée, les résultats obtenus avec les données de simulation restent néanmoins assez bons pour aller de l'avant avec cette méthode, surtout si nous ne cherchons qu'à trouver un ordre de grandeur de la conductivité. La Figure 3.13 démontre la conductivité obtenue en fonction de la fréquence avec les mesures expérimentales du composite laminé. La conductivité est calculée avec les mesures de transmissions S_{21} et en utilisant les équations 3.3 et 3.4.

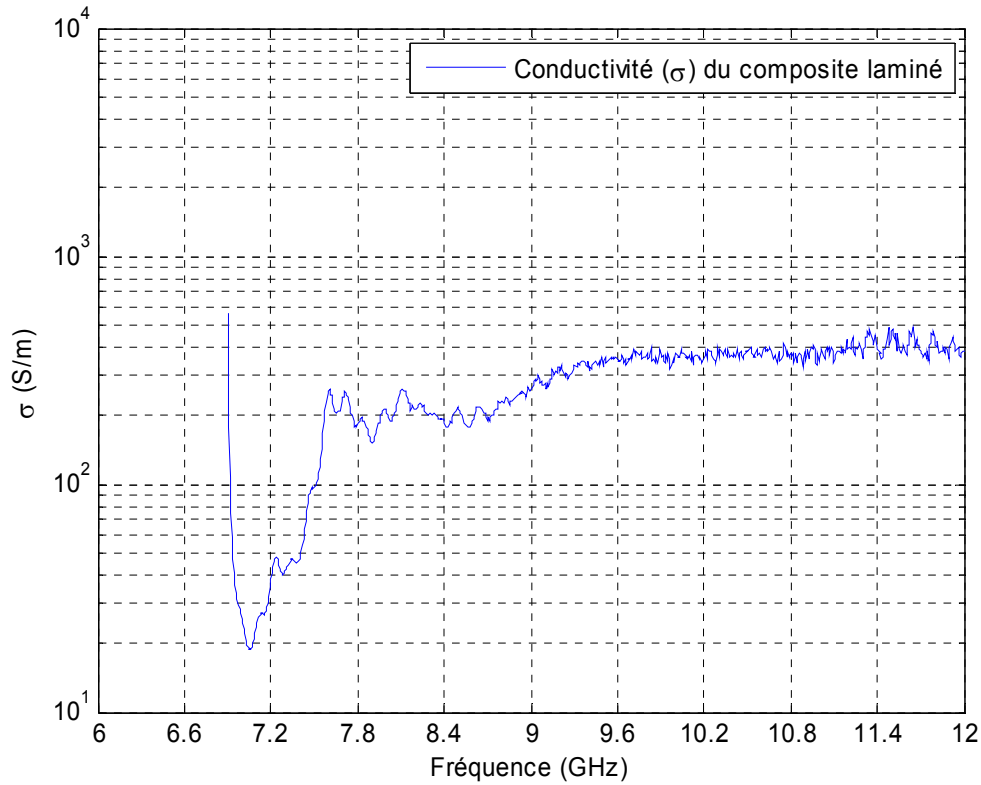


Figure 3.13 : Résultats de la routine Matlab avec des données expérimentales pour une languette de composite laminé ($L_{1,i} = 22\text{cm}$, $L_{1,j} = 42\text{ cm}$).

Les valeurs de la conductivité se stabilisent au-delà de 9.6 GHz. À un point stable, la conductivité se retrouve aux alentours de 400 S/m. En pratique, un matériau est considéré comme un bon conducteur si le rapport de la partie imaginaire sur la partie réelle de la permittivité est supérieur à 100. Afin d'obtenir le rapport le plus petit possible, nous prenons la valeur la plus élevée de la fréquence d'intérêt et la valeur la plus élevée de la permittivité relative (i.e. $\epsilon_r=4$) retrouvé dans la littérature [3-4]-[6]-[8]-[10] pour un matériau composite à base de fibres de carbone. Le rapport calculé à partir de l'équation 1.1 est :

$$\frac{\sigma}{\omega \epsilon_r \epsilon_0} = \frac{400}{2\pi \times 12 \times 10^9 \times 4 \times 8.85 \times 10^{-12}} \approx 150 > 100$$

Ce ratio satisfait la condition d'une conductivité élevée. En appliquant la formule de l'équation d'épaisseur de peau « skin depth » avec la conductivité calculée, nous obtenons :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2}{400 \times 2\pi \times 12 \times 10^9 \times 4\pi \times 10^{-7}}} = 230 \times 10^{-6} m \quad (3.6)$$

La valeur de l'épaisseur de peau (δ) représente l'épaisseur de l'échantillon pour une atténuation de $e^{-1} = 0.3678$ de sa densité de courant de surface. Ainsi pour un échantillon de 1.25 mm, le rapport de la densité de courant à 1.25 mm de profondeur par rapport à la densité de courant à la surface est de 0.00436. La conductivité calculée est plutôt faible lorsque comparée à celle reconnue et retrouvée en littérature. Cette valeur découle d'un modèle de continuum isotrope et en réalité les fibres dans le matériau composite sont de l'ordre de 5 à 15 microns. Ainsi en se fiant à l'épaisseur de peau calculée (δ), nous pouvons facilement conclure qu'il y a pénétration des champs au-delà de la première couche. Les signaux passent donc à travers les interstices de résine, ce qui peut bien sûr donner des mesures d'atténuation plus élevées. En tenant même compte de la valeur de conductivité retrouvée en littérature pour le composite, soit 30×10^3 S/m approximativement, l'épaisseur de peau (δ) calculée (26×10^{-6} m) est quand même supérieure à celle du diamètre d'une fibre de carbone. Il est ainsi évident qu'il y a pénétration des champs dans le composite à plus qu'une couche.

A partir des différences entre mesures calculées dans ce chapitre et des observations retrouvées dans la littérature, il est difficile de nier le fait que l'effet de la résine est négligeable tel que nous l'avons supposé au début du chapitre. Nous pouvons présumer que le composite va en quelque sorte favoriser une absorption des signaux dans les interstices de résine dans le composite plutôt que de favoriser une réflexion des signaux à sa première couche (surface) tel qu'un matériau conducteur isotrope. Les quantités de mesures prise dans ce chapitre sont donc affectées par d'autres paramètres, autre que la conductivité. Le modèle de simulation en tant que continuum isotrope est donc à réviser. Il est à noter aussi que les pertes résistives dues au contact entre la surface des languettes de composite et des parois du guide sont à tenir en compte. Dans le modèle de simulation, un contact idéal entre ces deux est supposé, par contre en réalité ceci est plus difficile à obtenir. En effet, une insertion serrée n'est pas toujours obtenue tout le long de la languette et en simulant des écarts entre la surface de la languette et de la paroi du guide, nous rajoutons un effet de pertes. Dans ce cas, la valeur numérique de conductivité calculée ne peut donc pas être considérée comme une valeur représentative de la conductivité du composite. Nous

remarquons tout de même que si le modèle de simulation ne tient pas compte des pertes de la résine, la valeur de conductivité calculée, quoique largement inférieure à celle calculée si nous avons un bon modèle, satisfait la condition d'un bon conducteur. Sachant donc que le composite aura une conductivité supérieure à celle du modèle de simulation, nous pouvons facilement stipuler que le composite peut être considéré comme un bon conducteur. Ceci est encore plus vrai si nous prenons la valeur de conductivité retrouvée dans la littérature.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une approche avec des mesures en guide d'onde pour une caractérisation électrique du composite à hautes fréquences a été utilisée. Cette méthode a fait objet d'analyse de différentes longueurs de languette en composite laminé. Considérant l'insertion d'une languette de composite sur le coté d'une des parois d'un guide d'onde et en faisant l'hypothèse que la surface de l'échantillon peut être modélisée par une impédance de surface (effet de peau), la conductivité du composite laminé a pu être estimée aux alentours de 400 S/m. Nous savons par contre que l'épaisseur de peau calculé (δ) est largement supérieure à celle des fibres de carbone et que le composite est modélisé sous forme de continuum isotrope. Certaines pertes d'atténuation ne sont donc pas caractérisées avec le modèle de simulation, ce qui donne des résultats moins précis. Toutefois, sachant que la valeur réelle de la conductivité du composite est supérieure à celle calculée, nous avons pu facilement déduire que le composite satisfait la condition d'un bon conducteur.

Dans ce même chapitre, l'effet de la résine (élément matriciel du composite) a été analysé à un niveau de courant continu. Le composite laminé à l'état initial n'est pas conducteur, la couche de résine d'époxy dans laquelle les fibres de carbone baignent empêche un contact électrique à sa surface. Soustrayant la fine couche de résine qui repose sur les fibres de carbone par une méthode simple de ponçage, un contact électrique devient par contre présent. Nous avons pu observer différentes valeurs de résistivité apparente dépendamment la méthode de contact. Pour des extrémités couvertes de ruban de cuivre, nous obtenons une résistivité apparente 8000 fois supérieure à celle de l'aluminium. Nous mesurons par contre une résistivité jusqu'à deux fois plus faible lorsqu'une pression physique est appliquée au niveau des connecteurs, ce qui équivaut à 4000 fois la résistivité de l'aluminium. La résistivité apparente la plus faible a été mesurée lorsque la surface sablée est métallisée par électro-plaquage. Dans ce cas, elle peut diminuer

jusqu'à 2000 fois la résistivité de l'aluminium, ce qui se rapproche du rapport retrouvé dans la littérature [3]. Avec une surface métallisée, l'application d'une pression physique au niveau des connecteurs n'affecte pas la résistivité lue. Bref, en général le composite démontre une conductivité élevée et c'est ce que nous avons essayé de confirmer. Une valeur numérique de la conductivité n'a pas pu être calculée dans les hautes fréquences, mais nous pouvons présumer selon la littérature, les mesures prises en courant continu ainsi que les observations prises dans ce chapitre qu'elle est constante en fonction de la fréquence, soit proche de 1000 à 2000 fois moins élevée que celle de l'aluminium.

Un avion, en général, est un assemblage de plusieurs panneaux. Les observations que nous avons faites quant à l'importance de la pression et de la nature des contacts (e.g. métallisation vs ponçage) mettent en relief un défi majeur concernant les points d'attache entre les panneaux pour assurer la continuité électrique tout au long de l'avion, laquelle est essentielle pour assurer une protection adéquate contre la foudre et les interférences électromagnétiques. Une décision importante sur les types de points d'attaches entre panneaux d'un avion en composite doit être faite, en particulier pour des avions hybrides (partiellement en composite et partiellement en aluminium).

Suite aux résultats présentés dans ce chapitre pour la conductivité en courant continu et dans la bande X (8 à 12 GHz), le prochain chapitre entamera une analyse du matériau composite dans le domaine des basses fréquences.

CHAPITRE 4 : ÉVALUATION DE LA CONDUCTIVITÉ À L'AIDE DE MESURES AVEC UNE LIGNE MICRORUBAN

4.1 Introduction

Ce chapitre présente une approche faisant usage d'une ligne microruban afin de déterminer le niveau de conductivité et d'observer le comportement électrique d'un panneau en composite dans les basses fréquences. Elle est basée sur l'hypothèse que la partie imaginaire de la permittivité est largement supérieure à sa partie réelle, tel que supposé dans le chapitre précédent. Dans les paragraphes suivants, une base théorique est présentée sur le principe, le fonctionnement et l'utilisation d'une ligne microruban. Ensuite suivront la justification de cette approche dans le cadre de cette recherche ainsi que la présentation des résultats obtenus suivis d'une interprétation de ces derniers.

4.2 Notions de bases sur une ligne microruban

Dans cette section, un bref exposé sur la technologie est présenté dans le but d'obtenir une meilleure compréhension sur le choix de cette approche expérimentale.

Par définition, une ligne microruban est une ligne de transmission constituée d'une ligne conductrice (où le signal passe d'un port à un autre) et d'un plan de masse conducteur séparé par un diélectrique tel qu'illustré à la Figure 4.1.

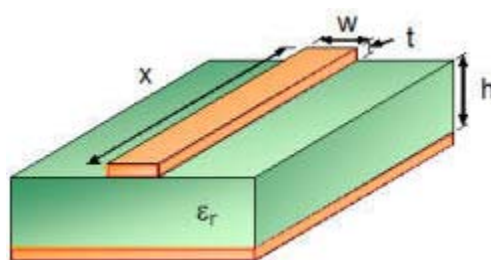


Figure 4.1: Géométrie d'une ligne microruban.

Les lignes microrubans sont utilisées pour la production à faible coût de circuits imprimés micro-ondes. Elles sont ainsi utilisées pour la conception et la modélisation d'antennes, de filtres, de coupleurs et de diviseurs de puissance. Les avantages de cette technologie sont le faible coût, la compacité et la légèreté. Les désavantages sont la faible efficacité pour de basses puissances et

l'augmentation de pertes dues aux radiations émises. De plus, en raison de son système ouvert, cette ligne est susceptible d'interférer avec autres systèmes. Dans cette structure, les champs électromagnétiques ne sont pas complètement contenu dans le diélectrique/substrat et le mode de propagation n'est pas transverse électromagnétique (TEM) mais plutôt quasi-TEM. Les lignes de champ sont illustrées schématiquement à la Figure 4.2 ci-dessous.

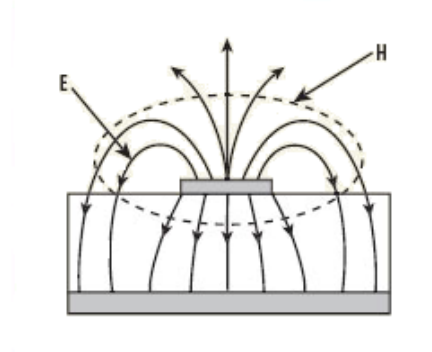


Figure 4.2: Configuration des champs électromagnétiques d'une ligne microruban.

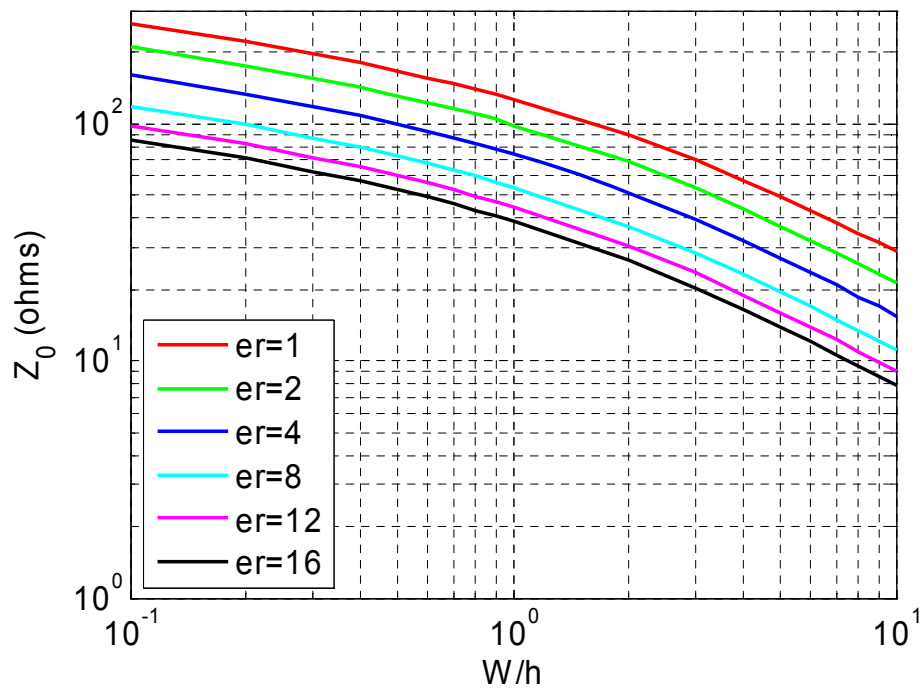
Pour réduire les coûts, le substrat diélectrique le plus souvent utilisé dans le cas d'applications à basses fréquences est le FR-4. Le FR-4 est un composite formé de résine d'époxy renforcé avec de la fibre de verre. Les lettres FR proviennent d'une abréviation du mot anglais « Flame Resistant ». Par contre, en raison de pertes diélectriques élevées dans le FR-4 à de très hautes fréquences micro-ondes, un diélectrique en oxyde d'aluminium (Al_2O_3) est souvent utilisé en tant que substitut. Nous retrouvons à ce jour une vaste gamme de produits diélectriques tels que du « Duroid » de Rogers Corp., du « TacLam/TacPreg » de Taconic et du « Norclad » de Polyflon.

Les caractéristiques d'une ligne microruban, telles que l'impédance caractéristique (Z_0), la vitesse de phase (v_p) et la constante diélectrique effective (ϵ_{eff}) dépendent toutes de sa géométrie et de la constante diélectrique relative (ϵ_r) du substrat. Les formules empiriques [26] pour ces variables se retrouvent dans le Tableau 4.1. Ces formules prennent en considération que le plan de masse est un bon conducteur de largeur infinie. En général, la ligne de transmission et le plan de masse sont conçus en cuivre. Le cuivre est un très bon conducteur à coût abordable sur lequel il est facile de souder à faible température (contrairement à l'aluminium).

Tableau 4.1: Équations d'impédance caractéristique et de ϵ_{ff} d'une ligne microruban

Pour $W/h \leq 1$	$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right)$ $\epsilon_{ff} = \frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$
Pour $W/h \geq 1$	$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{ff}}}{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)}$ $\epsilon_{ff} = \frac{e_r + 1}{2} + \frac{e_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2}$

À l'aide de ces formules, plusieurs courbes d'impédance caractéristique avec une constante diélectrique fixe peuvent être obtenues, tel que démontré à la Figure 4.3. Cette figure servira de référence pour la conception de la ligne microruban désirée.

Figure 4.3: Impédance caractéristique d'une ligne microruban en fonction du rapport W/h .

4.3 Ligne microruban dans le cadre de la recherche

La section précédente a permis d'introduire l'aspect général sur les lignes microrubans. Dans cette section, la méthode d'analyse de la conductivité du composite faisant usage d'une ligne microruban simple est présentée. Nous utiliserons en référence un panneau aux propriétés connues. Parmi les matériaux testés, nous retrouvons un panneau en composite et un panneau en aluminium. Les panneaux utilisés sont de format 12cm x 12cm x 1.25 mm tel qu'illustré à la Figure 4.4. Ce sont les mêmes dimensions utilisées lors de l'expérience du chapitre 2 avec la cavité de Damaskos.

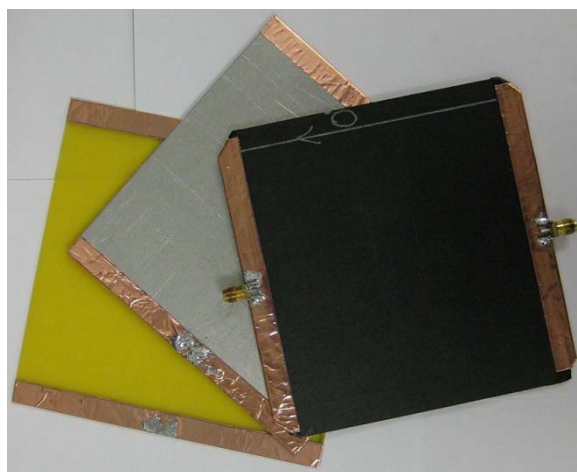


Figure 4.4: Panneau en Composite, Aluminium et FR4.

Le principe de cette expérience est d'interchanger le plan de masse d'une ligne microruban. L'intérêt se concentre sur le changement des signaux propagés d'un port à un autre avec différents types de plans de masse. Pour réaliser ceci, une ligne microruban amovible sans plan de masse a donc été conçue. Cette ligne est branchée aux instruments de mesures à l'aide de connecteurs coaxiaux de type SMA soudés à la ligne. La connexion entre les connecteurs coaxiaux et les différents plans de masse se fait aussi par soudure afin d'assurer une bonne connexion.

Dans le cadre de cette expérience, nous voulons aussi observer les effets de transition lorsque le courant passe d'un très bon conducteur à un plan de masse de moindre conductivité. Pour obtenir ceci, les panneaux sont d'abord complètement recouverts d'une couche de cuivre (conducteur quasi-parfait) avec du ruban adhésif de cuivre dans le but de recréer un plan de

masse complètement conducteur. Ceci revient à créer une ligne micro ruban standard. Ensuite, entre chaque mesure, une section de cuivre est retranchée du plan de masse à partir du milieu dans le but de créer une transition cuivre → panneau sous test → cuivre. Nous pouvons ainsi observer le comportement des signaux propagés en fonction de la superficie dégagée du matériau sous test. Cette méthode est représentée plus en détail à la Figure 4.5 pour un panneau sous test en composite.

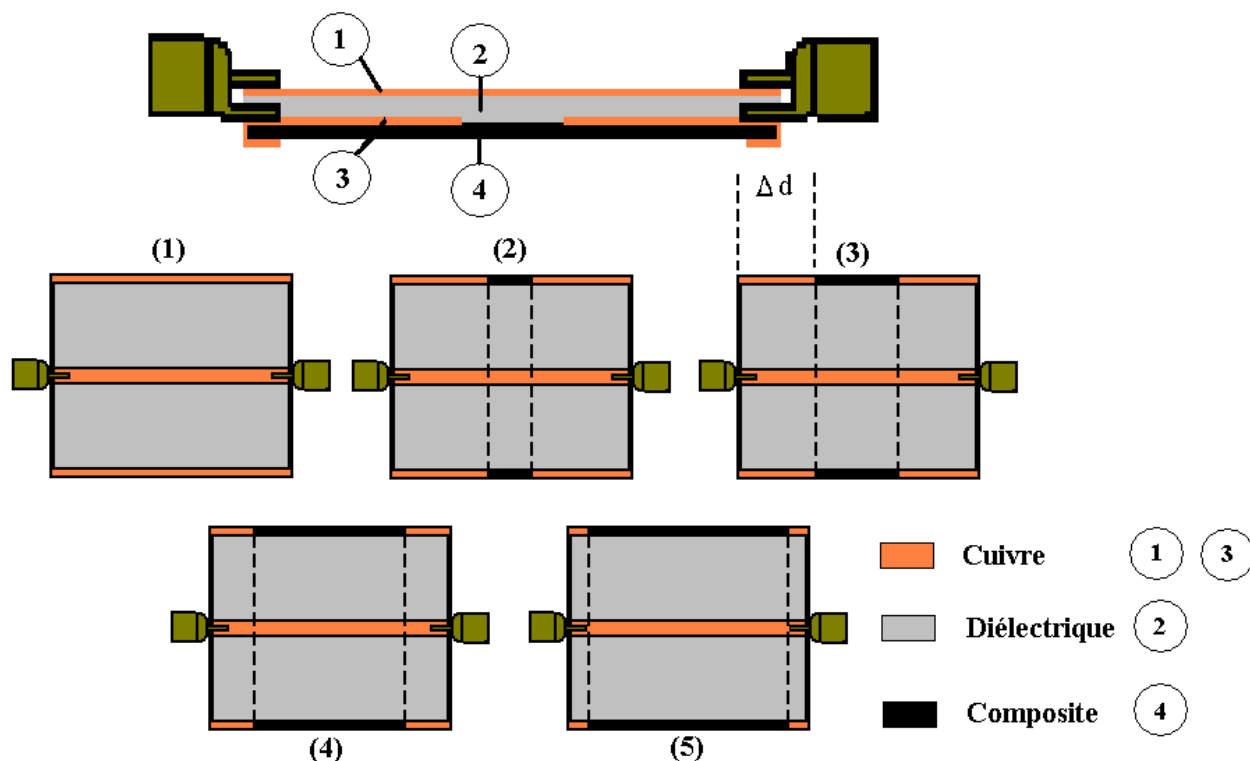


Figure 4.5: Différentes configurations¹² du plan de masse avec le composite partiellement découvert: (1) Cuivré au complet, (2) $\Delta d=50$ mm cuivré, (3) $\Delta d=30$ mm cuivré, (4) $\Delta d=19$ mm cuivré, (5) $\Delta d=9$ mm cuivré.

Pour cette expérience, les rebords du plan de masse, où les connecteurs sont installés, sont recouverts d'un ruban de cuivre dont la largeur équivaut à la longueur des pattes des connecteurs (0.009m), ceci afin de permettre une surface suffisante pour la soudure de ces dernières (voir Figure 4.5). En effet, comme expliqué au chapitre précédent, les faces du panneau en composite laminé sont recouvertes d'une mince surface de résine non-conductrice qui empêche un contact

¹² La zone du plan de masse située entre les lignes pointillées est non recouverte de métal alors que la zone située à l'extérieur de ces lignes est recouverte de ruban de cuivre adhésif.

électrique comme démontré à la Figure 4.6. Les dimensions montrées à la même figure ne sont pas à l'échelle, car en réalité les fibres sont beaucoup plus petites que les connecteurs. Ceci a été reproduit afin que le lecteur puisse bien visualiser l'effet expliqué.

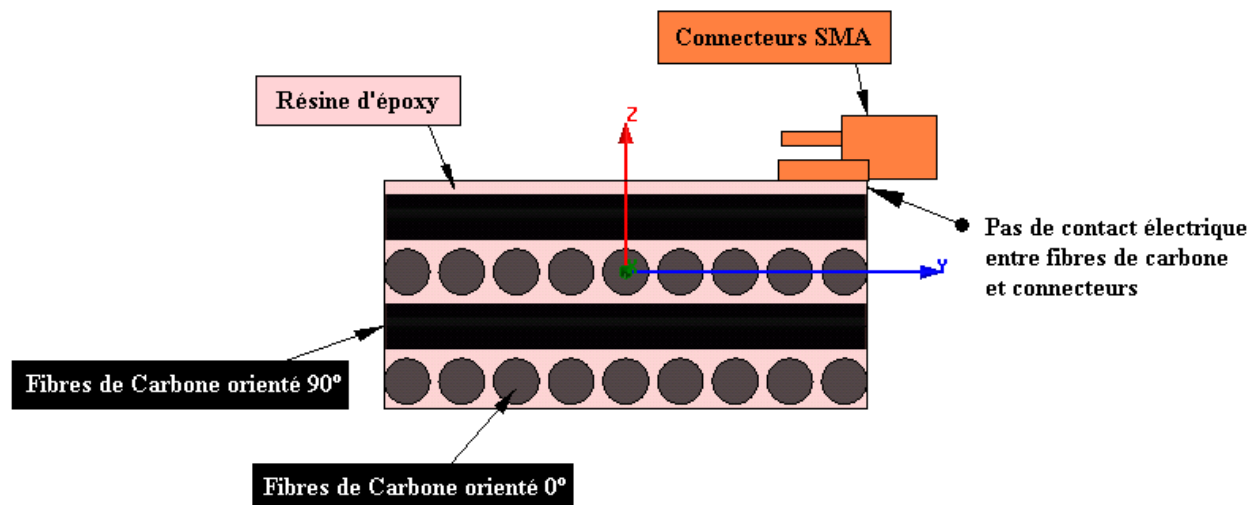


Figure 4.6: Coupe détaillée d'un panneau en composite laminé.

L'effet de la résine ajoute une problématique pour ce qui est de créer un contact fixe entre connecteurs et plan de masse. En pratique, il est de toute façon impossible d'effectuer une soudure du connecteur coaxial sur un panneau en composite, d'où la nécessité d'ajouter une bande de cuivre (configuration 5 de la Figure 4.5 par défaut). Ces bandes de cuivres sont visibles sur les échantillons montrés à la Figure 4.4. Le ruban de cuivre utilisé est recouvert d'un adhésif électriquement conducteur afin d'assurer le contact entre le connecteur coaxial et le panneau sous test. Notons que le panneau en aluminium utilisé comme substrat de référence lors de ces tests ne peut non plus être soudé. Une première série de tests est effectuée sur un panneau original, où aucun contact électrique n'a lieu entre le rebord cuivré et les fibres de carbones. Une deuxième série de tests est ensuite entreprise avec un panneau dont la surface a été légèrement poncée afin d'en retirer la couche superficielle de résine isolante. Ceci permet d'établir un contact électrique entre les rebords cuivrés et les fibres de carbone conductrices.

4.3.1 Ligne microruban avec composite non-poncée

4.3.1.1 Conception de la première ligne

La première ligne microruban que nous avons testée est constituée d'un diélectrique de mousse de type Rohacel ($\epsilon_r \approx 1$) sur lequel repose un fin laminé adhésif de Dupont Pyralux AP8525R ($\epsilon_r = 3.4$) de 2 mils (50.8 microns) d'épaisseur. Les dimensions du diélectrique et de la ligne de transmission ont été choisies afin d'obtenir une impédance caractéristique équivalente à 50 ohms. Elles sont présentées dans le Tableau 4.2. Ces dernières ont été obtenues avec les courbes de la Figure 4.3 et vérifiées avec le logiciel LineCalc, un outil d'ADS¹³ ainsi qu'avec HFSS¹⁴. La présence du laminé de Pyralux dans ce cas est négligée car son épaisseur est très inférieure à celle de la couche de mousse.

Tableau 4.2: Dimensions de la première ligne micro ruban.

W	10 mm
h	2 mm
t	18 μm (0.5 once/pied ²)
L	120 mm

Le premier montage de la ligne a été fait avec un plan de masse en composite laminé à surface non-poncée. Pour un retour de courant, la présence d'un couplage capacitif à travers la

¹³ « Advanced Design System » est un logiciel de simulation dans le domaine du RF et micro-ondes conçu par Agilent

¹⁴ « High Frequency Structure Simulator » est un logiciel de simulation 3D pour les champs électromagnétiques conçu par Ansoft

mince couche de résine séparant le ruban de cuivre et la région conductrice du panneau en composite (voir Figure 4.6) est supposée.

À la Figure 4.7, les différentes couches du circuit sont présentées. Les dimensions montrées sur cette même figure ne sont pas à l'échelle par rapport à celles du circuit réel afin que le lecteur puisse bien les visualiser. Il est aussi à noter que la résine d'époxy est aussi distribuée dans la matrices des fibres et n'est pas juste en surface tel que présenté.

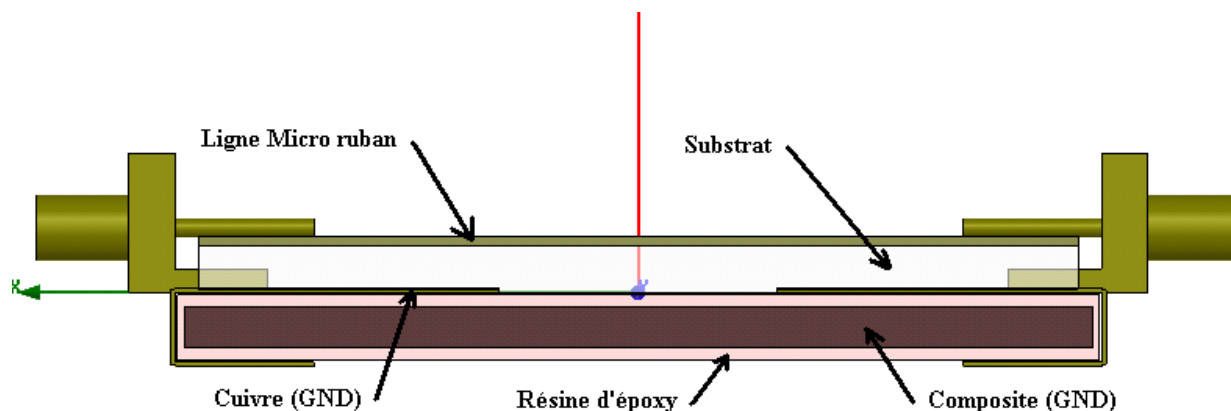


Figure 4.7: Ligne Micro ruban avec composite non-poncé.

La première expérience a consisté à observer la distribution du courant de long de la ligne. Puisqu'il est impossible d'introduire une sonde de courant à divers points sur la ligne, nous avons plutôt procédé à la cartographie du champ magnétique juste au-dessus de la ligne microruban. Ceci revient à un moyen indirect de mesurer le courant sur la ligne. Nous verrons par contre, dans les textes qui suivent, que cette méthode n'est pas idéale car le champ magnétique mesuré semble être affecté par le courant de retour dans le plan de masse sous la ligne microruban. Deux sondes HP (HP11940A et HP11941A) de champs proches ont été utilisées. Chacune de ces sondes offre une tension de sortie proportionnelle à l'intensité du champ magnétique situé à son extrémité. La Figure 4.8 démontre l'orientation du champ magnétique pour un couplage maximal.

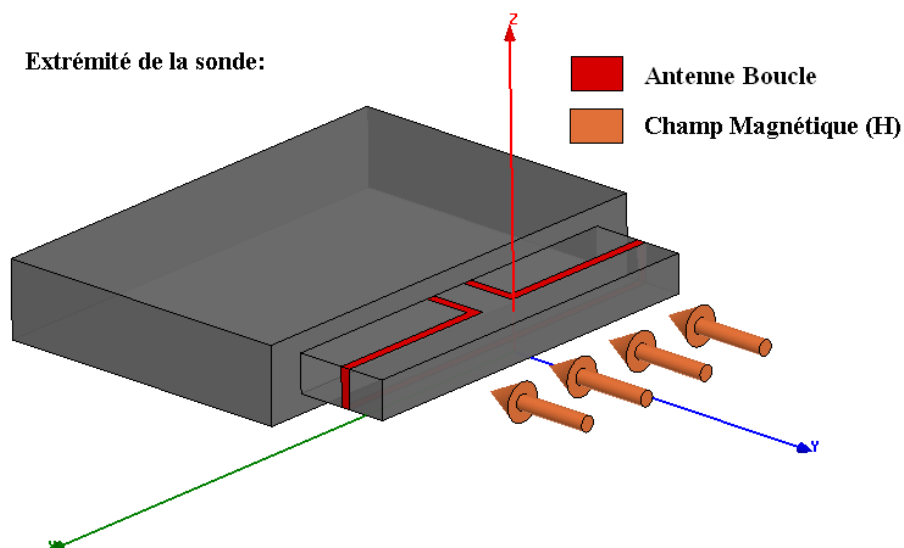


Figure 4.8: Orientation du champ magnétique pour un couplage maximal dans les sondes de champ proche HP11940A et HP11941A.

Selon la loi d'Ampère et les recommandations de protocole d'utilisation de la sonde, pour obtenir un couplage maximal du champ magnétique généré par la ligne microruban, la normale au plan de la boucle de la sonde, dessiné en rouge, doit se retrouver perpendiculaire à la ligne et près du bord de celle-ci, tel que démontré à la Figure 4.9, étant donné que sur une ligne microruban la densité de courant est concentrée sur les bords. La sonde HP11941A opère dans la plage de fréquence de 30 kHz à 30 MHz et la sonde HP11940A opère dans la plage de fréquence de 30 MHz à 1 GHz. Chacune de ces sondes possède un facteur d'antenne qui doit être intégré aux résultats obtenus afin d'obtenir la vraie valeur du champ magnétique. Les caractéristiques de chacune de ces sondes peuvent être retrouvées à l'Annexe 2 et à l'Annexe 3.

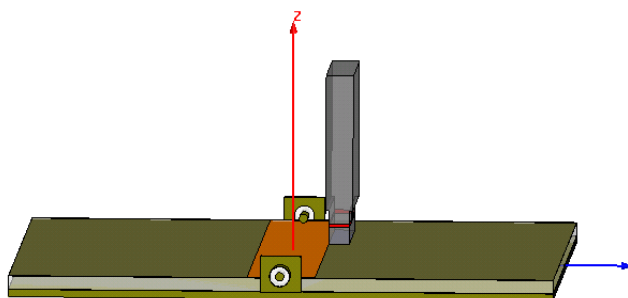


Figure 4.9: Position de la sonde par rapport à la ligne micro ruban.

Un des connecteurs de la ligne micro ruban est branché au port 1 d'un analyseur de réseau, alors que l'autre est connecté à une charge adaptée de 50 ohms. Le port 2 de l'analyseur est connecté à une des sondes HP. L'analyseur utilisé est le modèle HP 8753D¹⁵. La modélisation d'un circuit équivalent est présentée à la Figure 4.10.

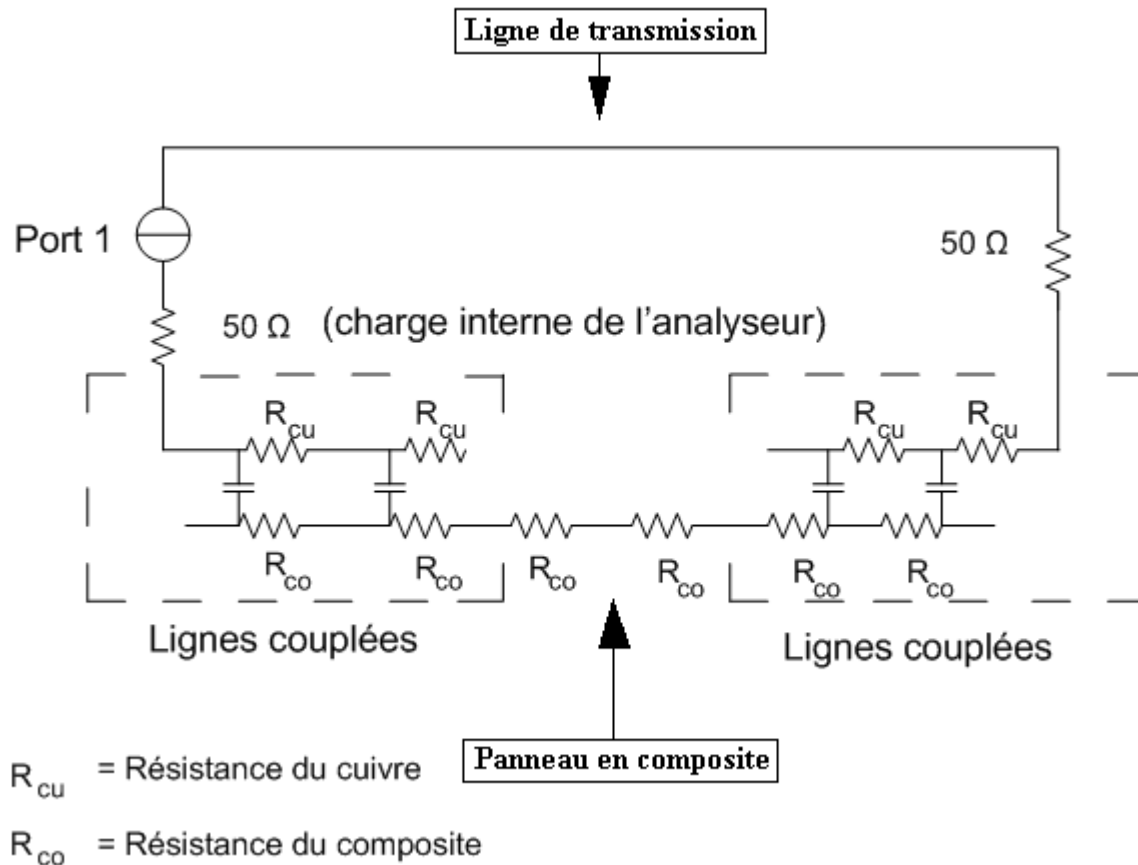


Figure 4.10 : Circuit équivalent d'une ligne micro-ruban avec un panneau en composite non-poncé.

Pour chaque panneau (Aluminium et Composite), l'expérience se fait comme suit : la surface du plan de masse est d'abord complètement couverte d'un ruban adhésif de cuivre, une fois les mesures prises, une section de cuivre est retranchée au centre afin d'obtenir une transition cuivre → panneau sous test → cuivre. Les configurations testées incluent les cas d'un panneau recouvert complètement de cuivre, puis de 50, de 30.1, de 19.4 et de 8.7 mm de cuivre de chaque côté.

¹⁵ L'analyseur de réseau HP 8753D est conçu par AGILENT et opère dans la plage de fréquence de 30 kHz à 6 GHz

4.3.1.2 Résultats et Discussions

Les figures suivantes représentent les résultats primaires obtenus à l'écran de l'analyseur de réseau pour chacun des différents panneaux avec les 2 sondes HP. Pour ces mesures les sondes étaient situées au milieu de la ligne (en longueur) et sur le bord de celle-ci (en largeur). Ces résultats présentent le champ magnétique proportionnel au courant sur la ligne microruban. Ces résultats sont aussi comparés avec des résultats obtenus avec un panneau en aluminium à titre de comparaison. Les valeurs numériques dans la légende représente la longueur de la partie cuivrée de chaque côté (ex : 30 → configuration (3) de la Figure 4.5). Pour le cas de l'aluminium, nous pouvons observer qu'il y a très peu d'influence de la largeur du plan de masse recouverte de cuivre. Ce test permet toutefois de confirmer la bonne répétabilité des soudures de connecteurs sur les rubans de cuivre en bordure du plan de masse. Nous observons aussi qu'il y a un écart d'environ 15 dB lors de la transition entre sondes aux alentours de 30 MHz. Ceci est dû au fait que le facteur d'antenne des sondes n'a pas encore été inclus dans les résultats présentés. Nous verrons plus loin que les mesures se superposent une fois que le facteur d'antenne est considéré.

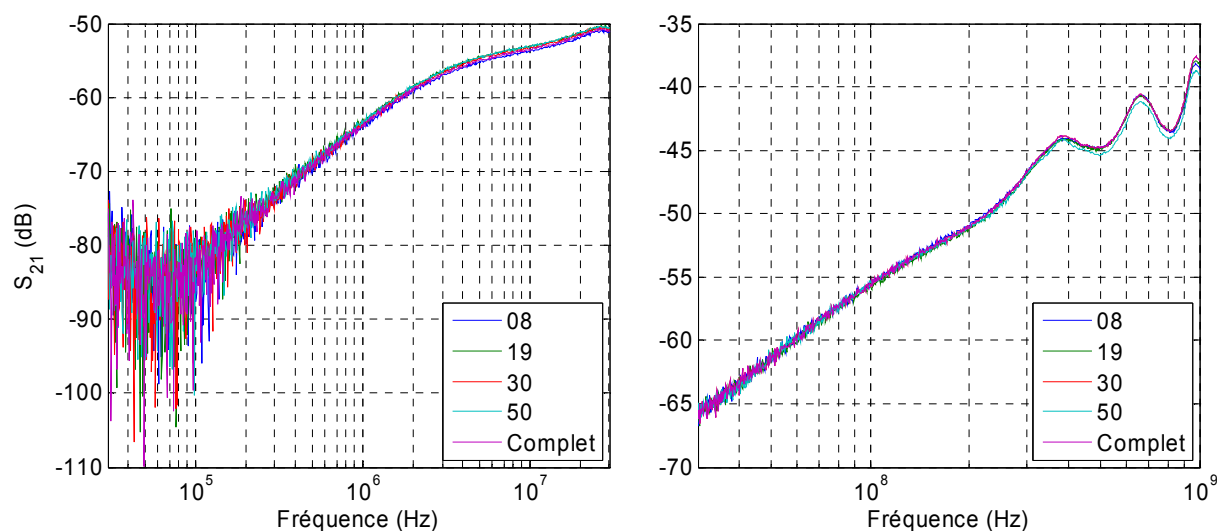


Figure 4.11 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un plan de masse en Aluminium de 30 kHz à 1 GHz. La légende indique la largeur (mm) des bandes de cuivre de chaque côté du plan de masse (voir Fig. 4.5).

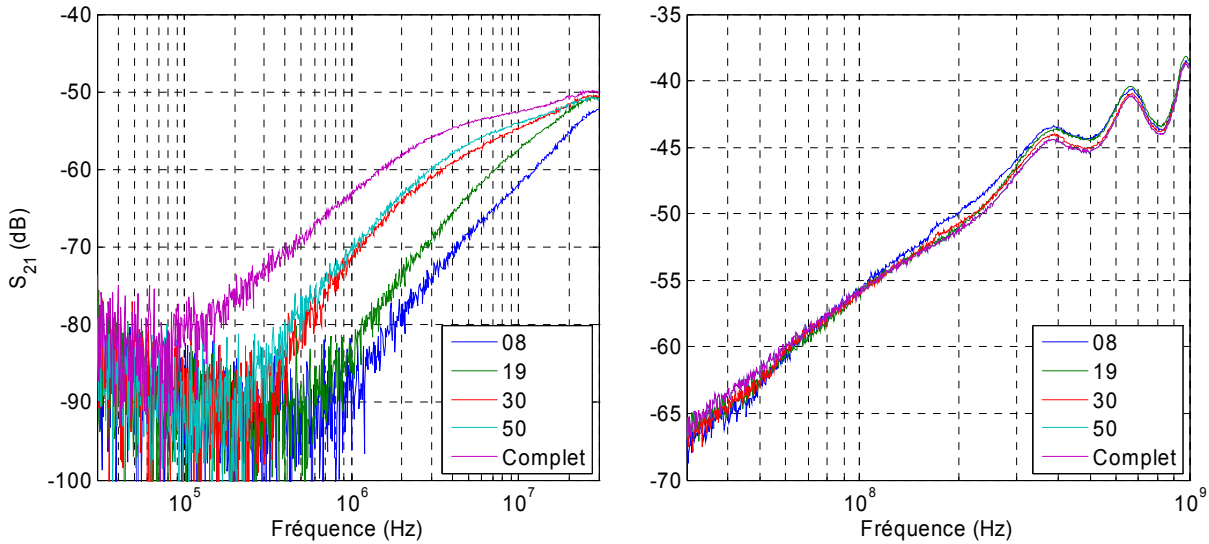


Figure 4.12 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un plan de masse en Composite de 30 kHz à 1 GHz. La légende indique la largeur (mm) des bandes de cuivre de chaque côté du plan de masse (voir Fig. 4.5).

Nous remarquons rapidement que plus la surface du composite est exposée au niveau du plan de masse, plus la force du champ magnétique mesurée, surtout dans les basses fréquences, diminue. Mesurer le courant sur la ligne microruban à l'aide du champ magnétique au-dessus de celle-ci ne peut donc pas être appliqué car ce champ est affecté par le courant de retour. Au delà de 30 MHz, les mesures sont similaires à celles obtenues avec un panneau en aluminium. Nous observons aussi que les signaux dans la plage de fréquence en dessous de 1 MHz se mélangent avec le bruit. Afin de séparer le bruit du signal, une amplification du signal a été utilisée. Un amplificateur de 5W (≈ 37 dB de gain) de 500 kHz à 1 GHz a servi pour cette amplification. Les spécifications de l'amplificateur de type « Amplifier Research 5W1000 » peuvent être retrouvées à l'Annexe 3. Le montage de la ligne micro ruban avec l'amplificateur est illustré à la Figure 4.13.

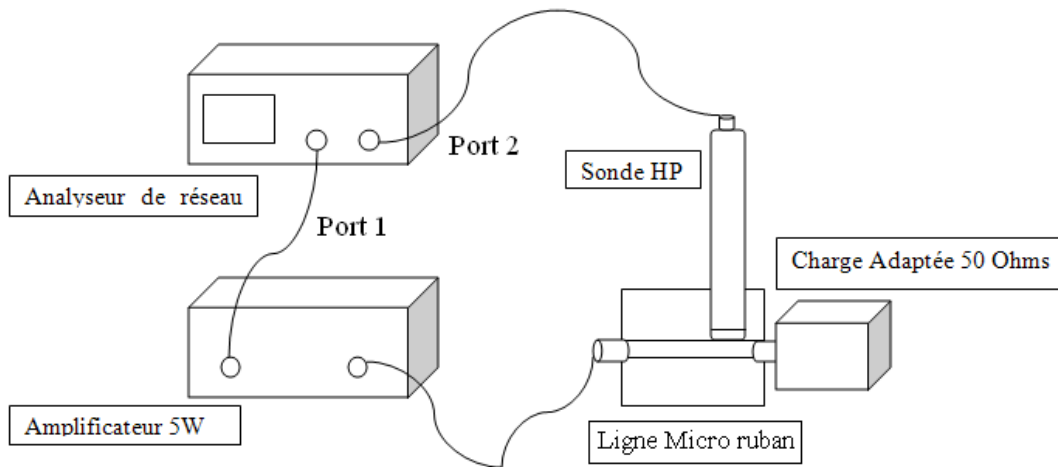


Figure 4.13: Montage de la ligne micro ruban avec un Amplificateur 5W.

Les figures qui suivent démontrent les résultats obtenus avec l'amplificateur 5W et l'application du facteur d'antenne appliqué à chaque sonde. Le facteur d'antenne représente le rapport de l'amplitude du champ électromagnétique sur l'amplitude de la tension produite à la sortie de la sonde, laquelle se retrouve au port 2 de l'analyseur de réseau. En additionnant le facteur d'antenne (dB_{m-1}) aux mesures $S_{21}(dB_V)$, nous obtenons un résultat qui est proportionnel à l'intensité du champ magnétique appliqué sur la sonde par la ligne microruban ($dB_{A/m}$). Le facteur d'antenne est retrouvé dans les caractéristiques de chacune des sondes HP. L'amplificateur 5W n'a été utilisé qu'avec la sonde HP11941A (30 kHz à 30 MHz) puisque ce n'est qu'aux très basses fréquences que les signaux se mélangent avec le bruit. Pour un panneau en aluminium (très bon conducteur), les résultats sont indépendants de la surface de cuivre qui la recouvre, une seule mesure est donc suffisante. Les mesures de S_{21} corrigées pour tenir compte du facteur d'antenne et du facteur d'amplification sont montrées à la Figure 4.14 et à la Figure 4.15. Le paramètre S_{21} ainsi corrigé est directement proportionnel au champ magnétique à 2 mm approximativement au-dessus de la ligne micro-ruban. Cette distance représente la distance approximative du couvercle de la capsule protégeant l'antenne à l'antenne elle-même. La fréquence de coupure basse présente avec le panneau en aluminium et le panneau en composite totalement couverte de ruban de cuivre provient de la fréquence de coupure de l'amplificateur.

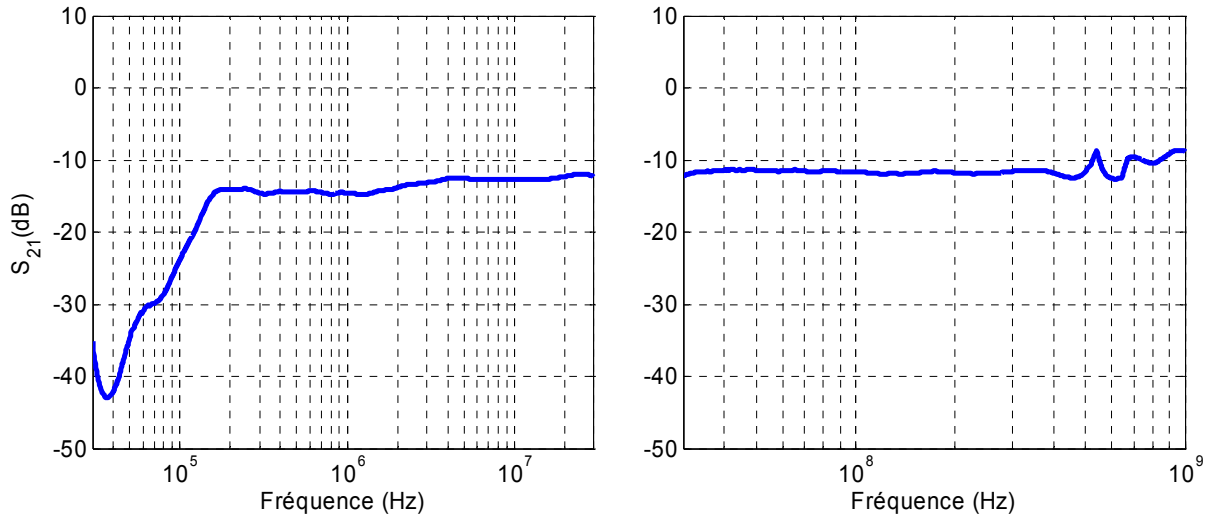


Figure 4.14 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un panneau en Aluminium de 30 kHz à 1 GHz avec le facteur d'amplification et d'antenne intégré.

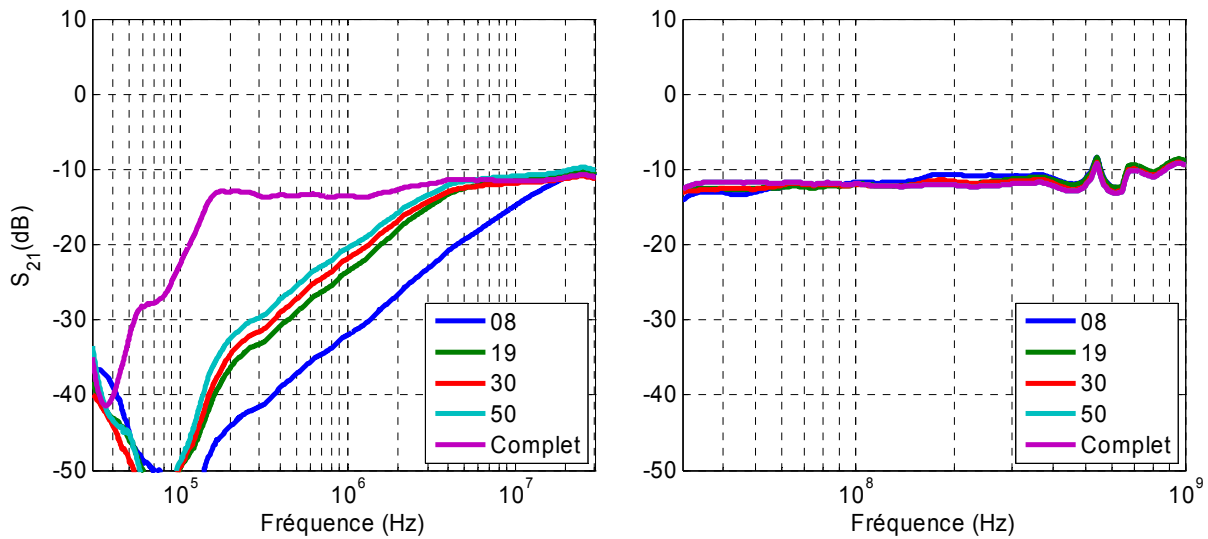


Figure 4.15 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un panneau en Composite de 30 kHz à 1 GHz avec le facteur d'amplification et d'antenne intégré.

De 30 MHz à 1 GHz, les paramètres de transmission (S_{21}) obtenus avec les sondes de champs proche, pour un plan de masse partiellement en cuivre et en composite, démontrent une très grande similarité avec ceux obtenus pour l'aluminium. En théorie à haute fréquence, l'épaisseur de peau (δ) est plus petite, ce qui devrait permettre au composite d'agir plus efficacement en tant qu'un bon plan de masse. Notons aussi qu'à ces hautes fréquences, la présence de la pellicule de résine ne semble pas avoir d'influence car l'admittance capacitive à

travers cette couche est élevée. Pour de plus basses fréquences par contre, de 30 kHz à 30 MHz, les paramètres de transmission du composite sont atténués en comparaison de ceux de l'aluminium. Ceci vient du fait que l'épaisseur de peau (δ) est plus grande à ces fréquences et que le signal aura plus tendance à être absorbé par le panneau que réfléchi. Nous observons aussi que les courbes S_{21} pour un panneau en composite partiellement métallisé montrent une croissance à un taux d'environ 20 dB par décade suivie d'une saturation. Il s'agit d'une réponse typique d'un filtre passe haut du premier ordre. Une telle réponse n'est pas surprenante si l'on considère le modèle équivalent montré à la Figure 4.10. En effet, dans ce modèle, une capacité série associée à la présence de la pellicule de résine est présente, ce qui provoque naturellement une réponse de type passe haut. Dans la Figure 4.13, nous remarquons que la fréquence de coupure du filtre augmente lorsque la surface de cuivre qui recouvre le composite est réduite, i.e. quand la capacité série diminue.

4.3.2 Ligne microruban avec composite poncé

Dans cette partie, le panneau de composite en test est poncé. Ceci permet de voir à quel point la mince couche de résine a un effet sur la conductivité du panneau en composite en dessous de 1 GHz. Il est à noter que le contact électrique entre les panneaux en composite lors de l'assemblage d'un avion composite ou hybride se fait par ponçage, il est donc nécessaire d'évaluer cette configuration.

Pour cette expérience, une nouvelle ligne microruban plus robuste a été conçue dans le but de résoudre certains problèmes de la ligne utilisée précédemment. Premièrement, puisque les pattes des connecteurs se retrouvent au dessus du plan de masse et en dessous du diélectrique, des fentes ont dû être pratiquées dans le substrat de « Rohacel » afin de leur laisser de la place, créant un substrat non-uniforme. Deuxièmement, le substrat en mousse « Rohacel » est très fragile. Une détérioration apparente de la mousse a été observée après plusieurs séries de tests. Ceci est dû au frottement que le substrat subit entre chaque test lorsqu'il est extrait du montage pour procéder au processus de tranchage de la partie cuivrée. Troisièmement, la ligne micro ruban repose sur un film très fin de polyimide, qui permet le contact avec les connecteurs. Ce dernier brûle et se détériore après de multiples soudures.

4.3.2.1 Conception de la nouvelle ligne microruban

La deuxième ligne microruban est constituée d'un diélectrique de Rogers ($\epsilon_r = 3.6$). Les dimensions ont aussi été choisies afin d'obtenir une impédance caractéristique équivalente à 50 ohms et sont présentées dans le Tableau 4.3. Afin d'obtenir une surface de glissement adéquate du substrat et ainsi limiter la détérioration de ce dernier, les pattes des connecteurs se retrouvent maintenant en dessous du plan de masse. Ceci a permis l'utilisation d'un substrat beaucoup plus mince.

Tableau 4.3: Dimensions de la deuxième ligne micro ruban

W	22 mils
H	10 mils
T	18 μm (0.5 once/pied ²)
L	120 mm

Avec ce montage, un contact électrique entre le ruban adhésif en cuivre et les fibres de carbone du panneau de mise à la terre est détectable. Le couplage, si présent, avec l'adhésif du ruban de cuivre est négligé. Nous obtenons maintenant un nouveau circuit équivalent tel qu'illustré à la Figure 4.16.

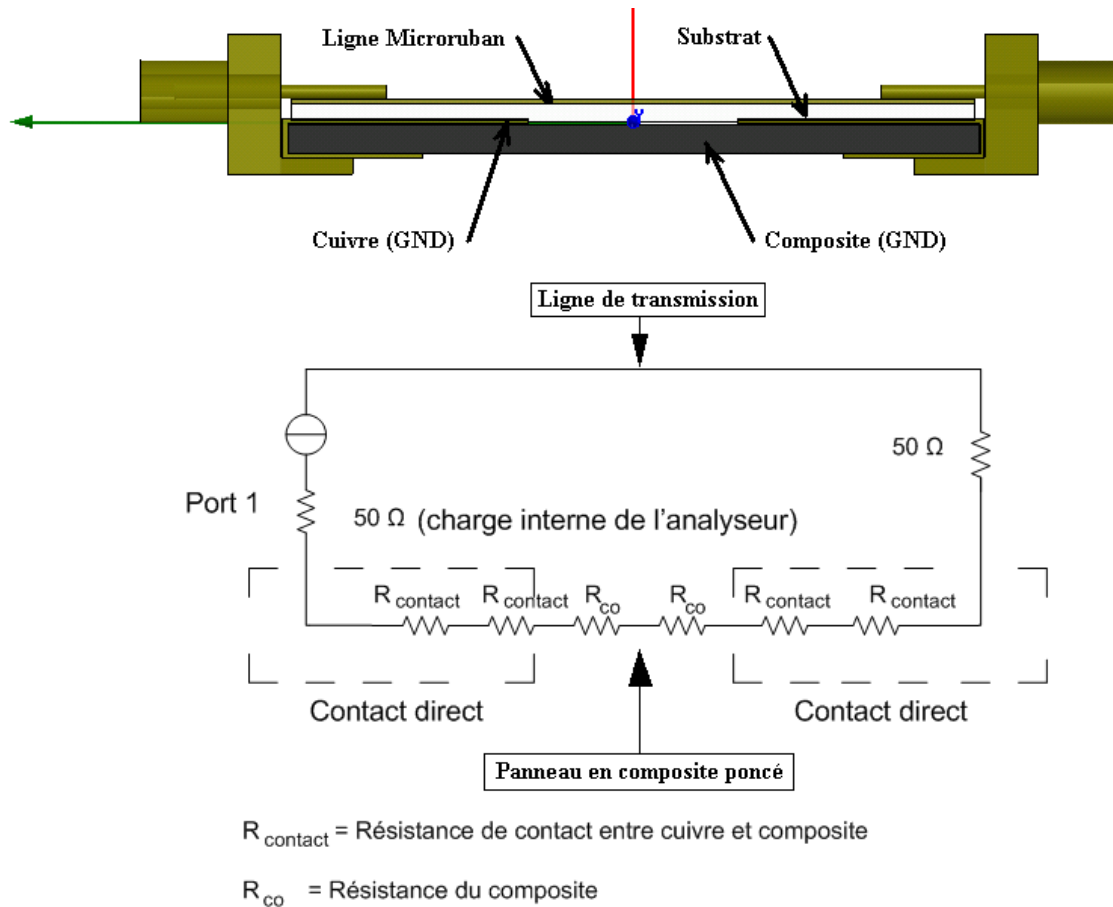


Figure 4.16: Ligne Micro ruban avec composite sablé et son circuit équivalent.

Deux procédures de tests ont été entreprises avec la deuxième ligne microruban. La première procédure fut de répéter les mêmes étapes de tests que l'expérience précédente avec la première ligne microruban. Par hypothèse, nous devrions obtenir de meilleurs résultats de transmission maintenant qu'il y a un contact électrique direct, i.e. sans couplage capacitif.

4.3.2.2 Résultats et Discussion de la première procédure

Les résultats qui suivent montrent la différence des signaux obtenus avec les sondes de champs proches pour des panneaux en composite non-poncé et poncé. Les résultats pour la ligne avec un plan de masse composite non poncé sont inclus à titre indicatif afin de faciliter la comparaison. Ces résultats ont été obtenus avec la première ligne microruban et non la nouvelle ligne microruban; le facteur d'amplification et d'antenne sont intégrés.

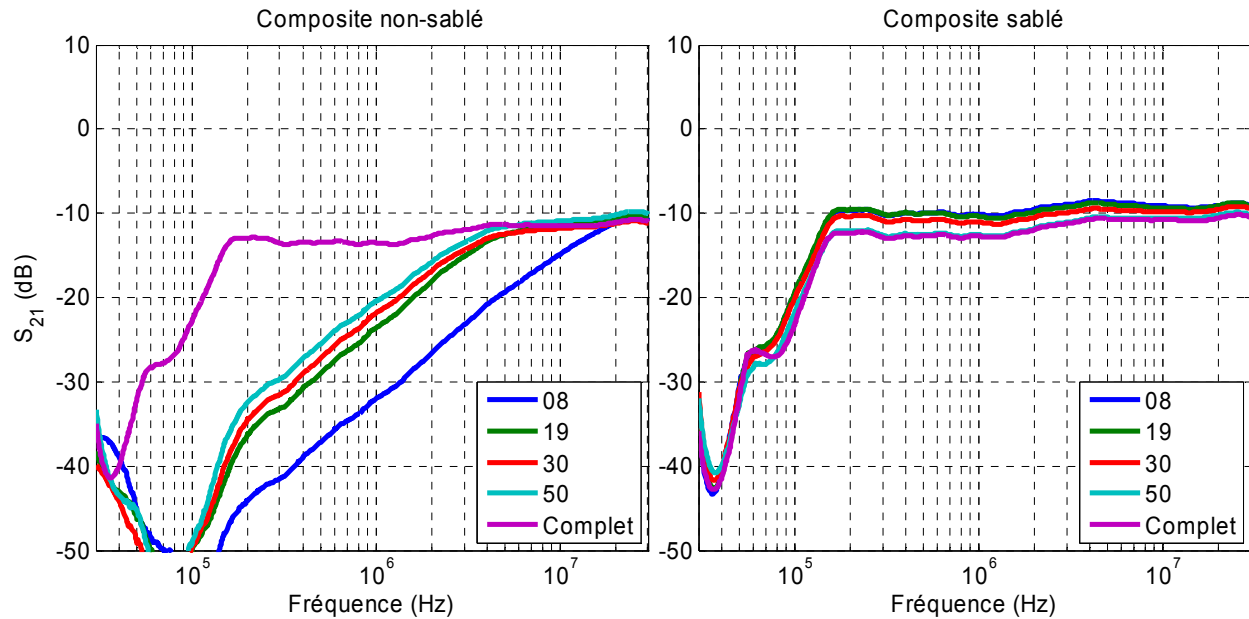


Figure 4.17 : Comparaison des signaux de transmission (S_{21}) pour composite non-poncé vs composite poncé avec la première ligne microruban, de 30 kHz à 30 MHz.

Nous remarquons que les nouveaux paramètres de transmission (S_{21}) semblent davantage indépendants de la grandeur de surface du composite. En plus, pour une plus grande surface de composite poncé, nous obtenons une amélioration des signaux de transmission, le contraire du composite non-poncé. Les résultats qui suivent ont été obtenus avec la nouvelle ligne micro ruban. Les résultats devraient être semblables à ceux obtenus avec la première ligne micro ruban mais avec quelques différences en raison d'un diélectrique plus petit, d'une ligne de transmission plus mince et du comportement électrique inconnu du composite. Dans le cas avec un panneau en aluminium, les résultats resteront les mêmes tant que les conditions d'impédance caractéristique restent les mêmes. Les mesures de S_{21} corrigées pour tenir compte du facteur d'antenne et du facteur de l'amplificateur dans les basses fréquences sont montrées à la Figure 4.18.

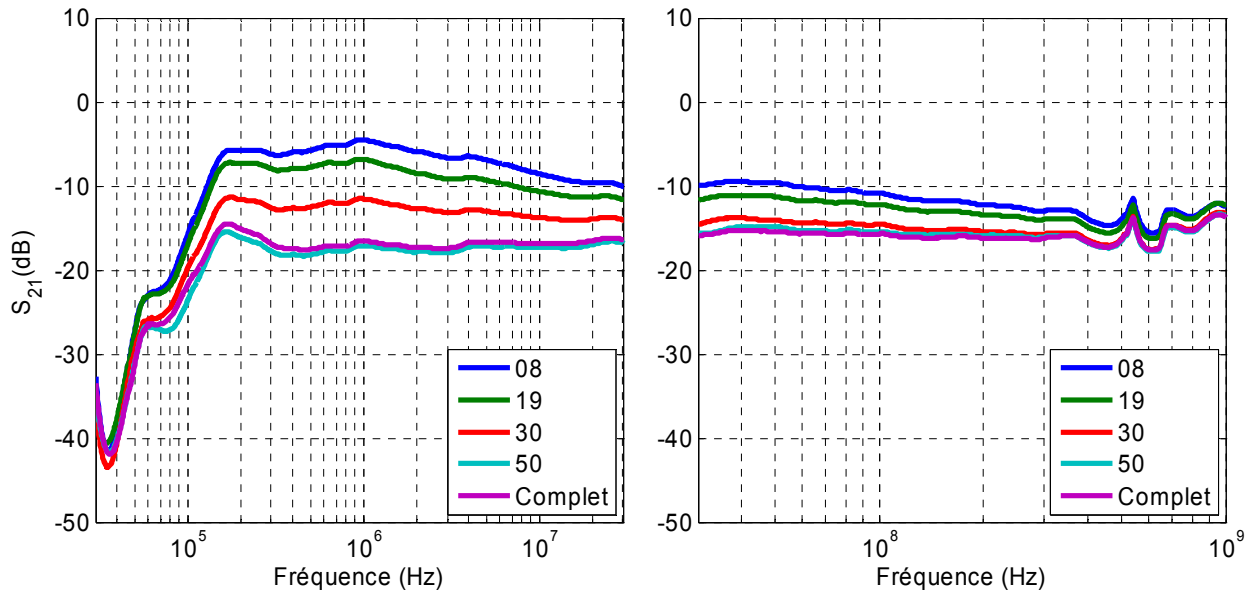


Figure 4.18 : Signaux de transmission (S_{21}) pour un panneau en composite poncé de 30 kHz à 1 GHz avec la deuxième ligne microruban.

Comme nous avons pu le constater, mais de façon plus évidente avec la nouvelle ligne microruban, les champs magnétiques semblent nettement supérieurs lorsque la région métallisée du plan de masse en composite est réduite (e.g. $S_{21_08} > S_{21_Full}$). Cet effet se manifeste davantage avec la deuxième ligne microruban. Cette réduction de champ magnétique est contraire aux attentes car si la zone de composite est augmentée, les pertes résistives dans celle-ci devrait réduire le courant dans la ligne micro ruban, et donc réduire le niveau du champ magnétique. Une deuxième procédure de tests sur le plan de masse a été effectuée afin de mieux comprendre le phénomène. La charge adaptée de 50 ohms a été remplacée par un court-circuit et les paramètres recueillis dans ce cas sont les paramètres de réflexion S_{11} .

Au fur et à mesure que la surface de cuivre est tranchée, nous nous attendons à une diminution des signaux de réflexions sachant que la résistance du composite en général est supérieure à celle du cuivre. Les prochains paragraphes présentent les résultats obtenus avec la deuxième procédure. Les nouvelles observations viennent donc de l'effet de ponçage du panneau en composite et non de l'utilisation d'une nouvelle ligne microruban.

4.3.2.3 Résultats et discussion de la deuxième procédure

Les figures suivantes représentent les résultats obtenus à l'écran de l'analyseur de réseau pour chacune des différentes plaques avec la deuxième ligne micro ruban.

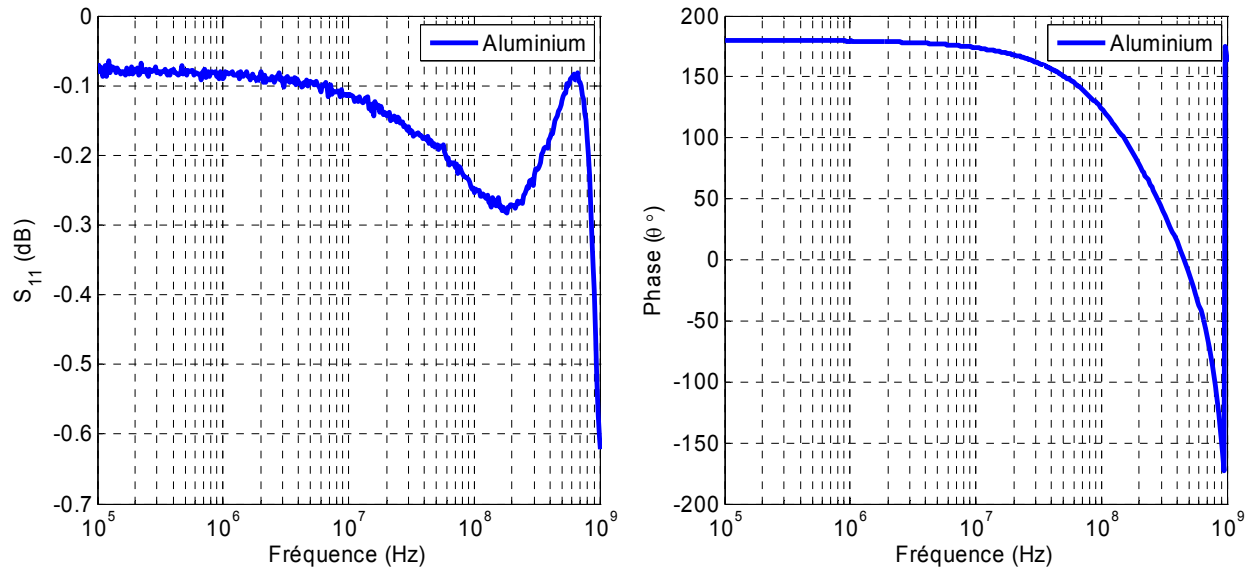


Figure 4.19 : Signaux de réflexion (S_{11}) et phase (θ°) avec une plaque en Aluminium

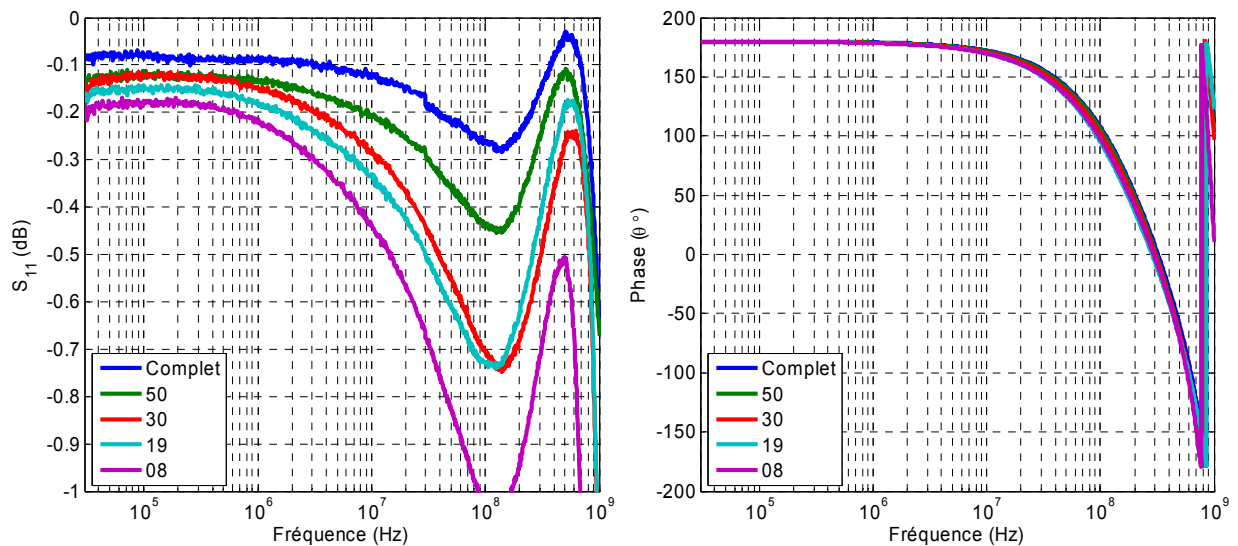


Figure 4.20 : Signaux de réflexion (S_{11}) et phase (θ°) avec une plaque en composite.

On remarque qu'au fur et à mesure qu'une section cuivrée est tranchée à partir du centre, une perte de puissance au niveau des signaux de réflexions (S_{11}) est observée. Le courant de

retour traversant le plan de masse se retrouve à circuler dans une zone moins conductrice de plus en plus grande.

Une réduction de la conductivité au niveau du plan de masse entraîne un phénomène physique important au niveau de la distribution spatiale du courant de retour. Afin d'emprunter le chemin de moindre impédance, le courant de retour sur la surface en composite se répartit latéralement sur une plus grande largeur. Pour une surface uniforme avec une conductivité élevée, le courant de retour a tendance à se propager directement sous la ligne micro ruban afin de minimiser l'inductance de la boucle formée par le plan de masse et la ligne.

Une illustration de la trajectoire des lignes de courant de retour (lignes rouges) représentant de ce que nous supposons qu'il se passe dans la ligne micro ruban est illustrée à la Figure 4.21.

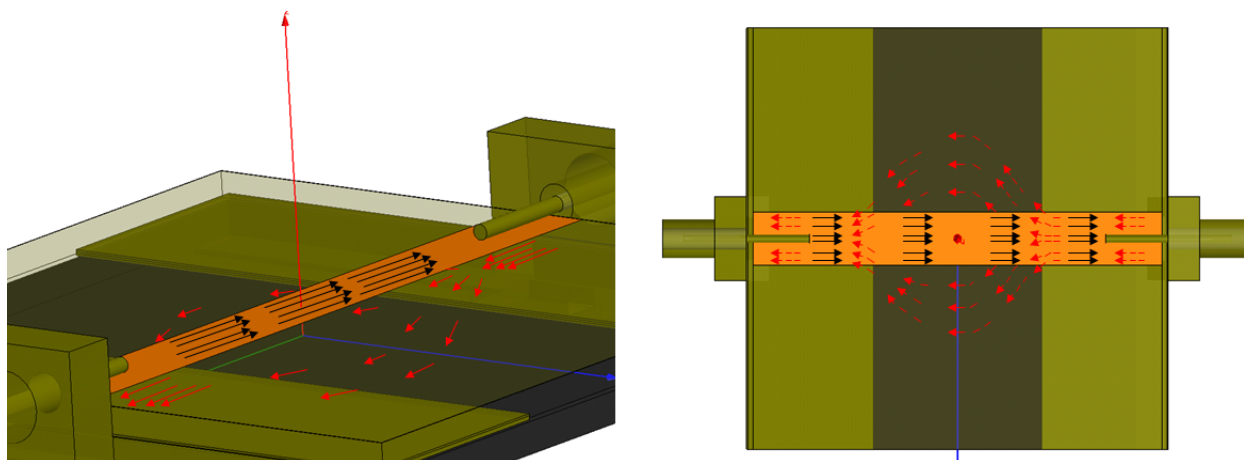


Figure 4.21: Modèle de la trajectoire des lignes de courant dans la ligne micro ruban et le plan de masse sous-jacent.

Avec un plan de masse très conducteur, les lignes de courant ont tendance à rester à la surface. Par contre avec un matériau moins conducteur comme plan de masse, il se peut qu'une légère partie du courant se répartisse en profondeur dans le matériau. Dans certains cas, les lignes de courant peuvent traverser l'épaisseur du matériau composite et se retrouver de l'autre côté de la surface. Ce phénomène se produit si l'épaisseur de l'échantillon testé est du même ordre de grandeur que l'épaisseur de peau¹⁶.

¹⁶ Le phénomène de l'effet de peau a été présenté au chapitre précédent, voir chapitre 3

Le lien entre la différence de parcours des lignes de courant de retour et l'augmentation du champ magnétique observée expérimentalement peut être expliqué en utilisant la loi de Biot-Savart qui permet de calculer le champ magnétique créé par une distribution de courant.

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int \frac{dl \times \hat{r}}{r^2} \quad (4.1)$$

Les termes de l'équation 4.1 sont définis comme suit:

I est le courant.

dl est un vecteur pointant dans la direction des lignes de courant, sa grandeur est la longueur de l'élément différentiel du parcours des lignes de courant

B est la densité de flux magnétique.

μ_0 est la constante magnétique ($4\pi \times 10^{-7}$)

\hat{r} est un vecteur unitaire indiquant direction entre l'élément différentiel parcours de courant et le point de calcul du champ magnétique.

$r = r\hat{r}$ est le scalaire qui représente la distance entre l'élément différentiel et le point de calcul du champ magnétique.

Cette expression est valide en courant continu mais elle demeure valide ici car les dimensions de l'échantillon sont considérablement plus petites que les longueurs d'onde en jeu (i.e. approximation quasi-statique). En se basant de la Figure 4.21, nous avons pris pour acquis que chaque flèche représente une trajectoire du courant et que chaque trajectoire peut être représentée par un fil avec un courant constant. En appliquant la loi de Biot-Savart sur un modèle représentatif d'une coupe du circuit dans l'axe longitudinal au milieu, une distribution approximative du champ magnétique a été obtenue et est présentée à la Figure 4.22 pour différents modèles de parcours de courant. En tenant compte de la position de l'antenne des sondes ainsi que l'orientation du champ magnétique qui permet un couplage à l'antenne tel que présenté à la Figure 4.8, nous avons ici calculé la composante normale (H_z) du champ magnétique. Les résultats démontrent les effets d'une dispersion des lignes de courant de retour sur la distribution du champ magnétique. Le tout a été simulé avec le logiciel Matlab avec des lignes de courant de même intensité dans tous les fils.

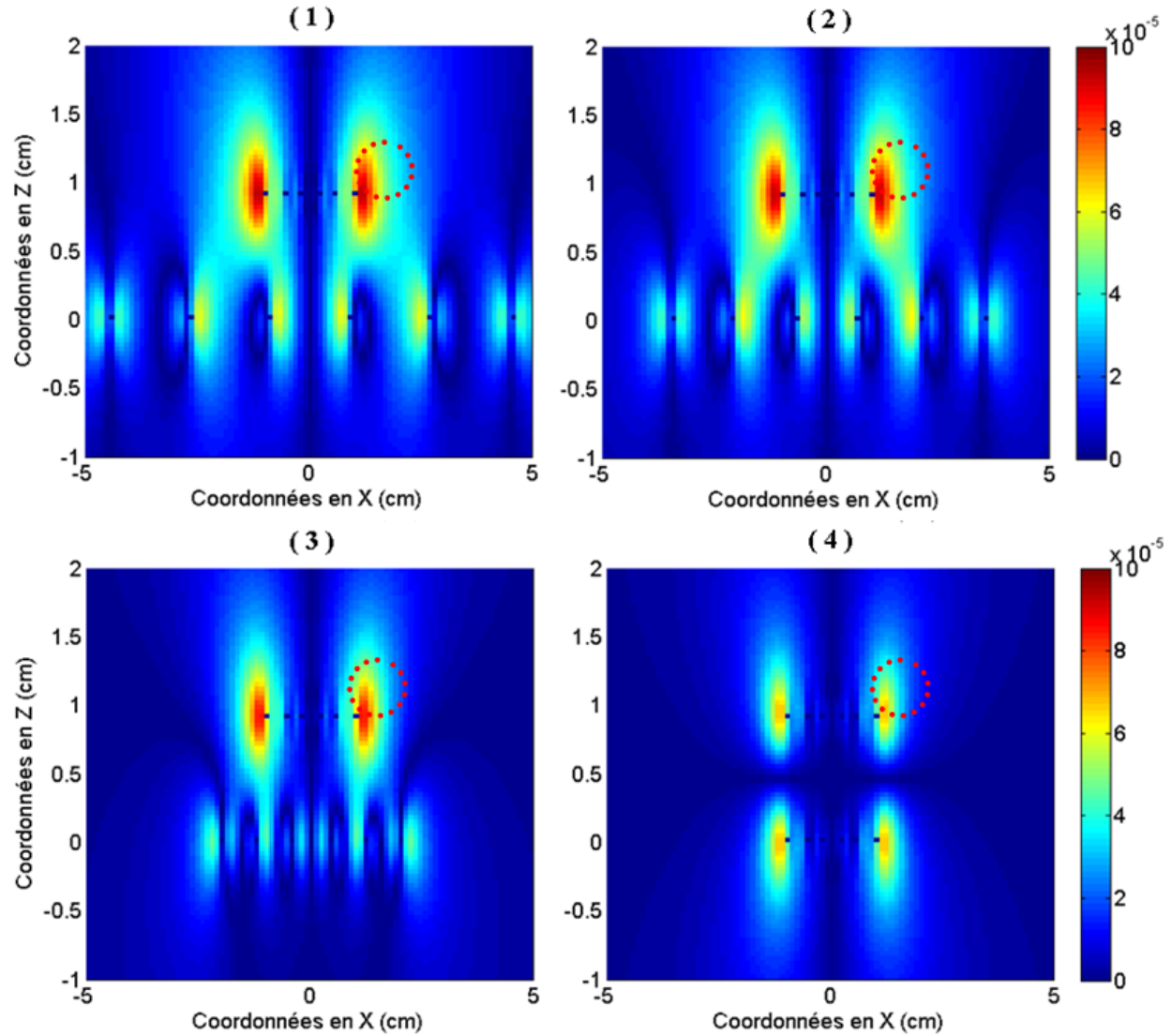


Figure 4.22: Simulation de la distribution du champ magnétique H_z avec différents modèles de parcours des lignes de courant de retour.

Les points noirs situés près de $z=1$ cm représentent les lignes de courant sur la ligne microruban vers la charge (court-circuit) et les points noirs près de $z=0$ cm représentent les lignes de courant de retour qui reviennent par le plan de masse en composite. La région encadrée en rouge pointillé représente approximativement l'endroit d'acquisition du champ magnétique de la sonde utilisé lors de la première expérience. La vue de coupe est un plan perpendiculaire à la ligne micro ruban qui est démontrée à la Figure 4.23.

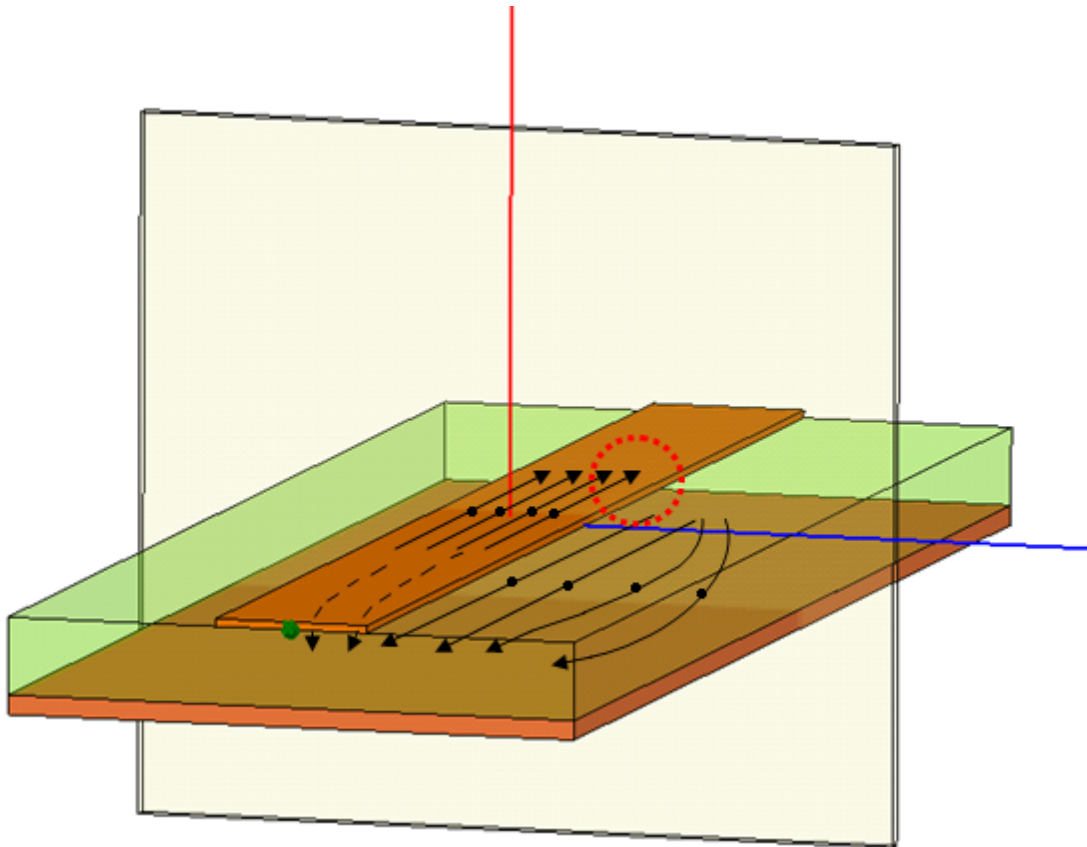


Figure 4.23: Coupe utilisée pour la représentation du champ magnétique.

Une plus grande dispersion des lignes de courant sur le plan de masse (modèle 1, 2 et 3) équivaut à un modèle avec une surface de conductivité plus faible, alors qu'une dispersion des lignes de courant avec une mise à la terre de matériau identique à celle utilisée pour la ligne de transmission représente un modèle de ligne microruban idéale (modèle 4). Nous remarquons que pour une dispersion plus grande des lignes de courants de retour, le champ magnétique a tendance à diffuser plus fortement vers la région où se trouve la sonde. Au point de mesure, les lignes de courant au niveau du plan de masse génèrent un champ magnétique (H_z) opposé à celui généré par les lignes de courant sur la ligne microruban. Le champ magnétique (H_z) généré par les lignes de courant sur la ligne microruban sera donc moins atténué si les lignes de courant au niveau du plan de masse sont plus éloignées. Ainsi le point où se retrouve la sonde, celle-ci lira un champ magnétique plus fort lorsque la surface du composite (surface moins conductrice) augmente. Ceci concorde avec les résultats obtenus de la première procédure avec le panneau en composite poncé (voir Figure 4.18).

4.3.2.4 Comparaison des valeurs expérimentales avec des valeurs simulées

Dans cette partie, l'objectif est de reconstituer les valeurs expérimentales des signaux de transmission (S_{11}) à l'aide d'outils de simulation et de faire ressortir la conductivité du composite en fonction de la fréquence. L'outil de simulation choisi pour la reproduction et la comparaison des valeurs expérimentales est HFSS v.12. Le choix de cet outil se justifie par la possibilité de reproduire un modèle de la structure en 3D. Une optimisation étant difficile à intégrer dans ce logiciel utilisant des valeurs externes (valeurs expérimentales), une comparaison est faite avec le logiciel Matlab entre des valeurs simulées à plusieurs valeurs discrètes de conductivité et les valeurs expérimentales.

En se fiant aux valeurs simulées, une erreur de mesure a pu être supposée. Dans les valeurs expérimentales, il existe un croisement entre les courbes pour une surface de cuivre aux rebords de 19 mm et 30 mm. D'après la simulation, ceci ne devraient pas arriver, ainsi la conclusion d'une mesure erronée. L'allure de la courbe mesurée avec 19 mm de surface cuivrée d'un côté concordant beaucoup moins bien avec l'allure des courbes simulées tel que présenté à la Figure 4.24, ces mesures ont donc été mise de côté.

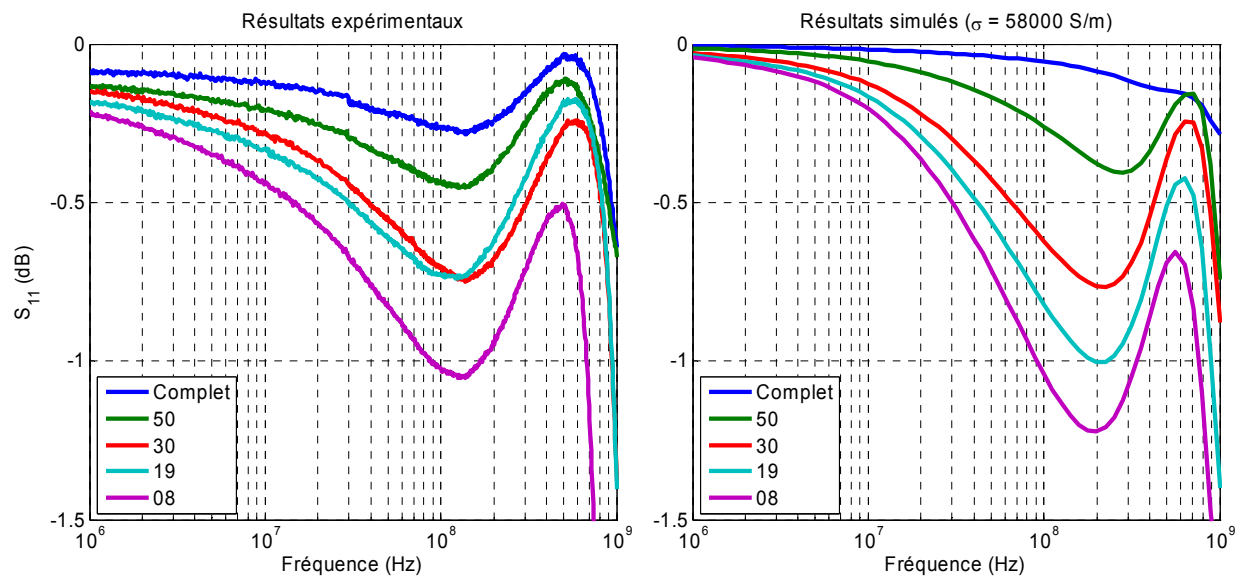


Figure 4.24 : Résultats expérimentaux et simulés de S_{11} pour une ligne microruban avec une plaque en composite.

La comparaison des valeurs simulées et expérimentales se fait par l'entremise de l'équation 4.2. Cette équation représente la somme des différences des partie réelles et imaginaires entre valeurs simulées et expérimentales, où Im et Re représente respectivement les partie imaginaire et réelle de S_{11} et x , la configuration (08, 30, 50, etc.).

$$Diff_{x\ mm} = \sqrt{|\text{Re}_{\text{exp}} - \text{Re}_{\text{sim}}|^2 + |\text{Im}_{\text{exp}} - \text{Im}_{\text{sim}}|^2} \quad (4.2)$$

Afin de déterminer la conductivité optimale qui représente le mieux les résultats expérimentaux, une somme cumulative des valeurs de « *Diff* » de chaque mesure pour chaque fréquence discrète de 1MHz à 1 GHz a été utilisée. La somme cumulative la plus basse obtenue à une fréquence discrète avec une conductivité simulée fixe déterminera la valeur de conductivité optimale du composite à cette fréquence. Cette somme est définie par l'équation 4.3. La valeur de permittivité (ϵ_r) simulée est égale à 3.6, ce qui équivaut à une valeur approximative pour la résine d'époxy.

$$Diff_{total} = Diff_{08} + Diff_{30} + Diff_{50} + Diff_{Full} \quad (4.3)$$

Les données examinées se retrouvent dans la plage de fréquence de 1MHz à 100 MHz. Au-delà de cette dernière fréquence, nous remarquons qu'il commence à y avoir un déphasage important ($> 45^\circ$) et qu'un grand écart entre les valeurs simulés et les valeurs expérimentales existe. Le déphasage est mis en évidence avec les résultats de l'équation 4.3 et est montré à la Figure 4.25 d'où plusieurs valeurs de conductivité simulées ont été comparées avec les valeurs expérimentales.

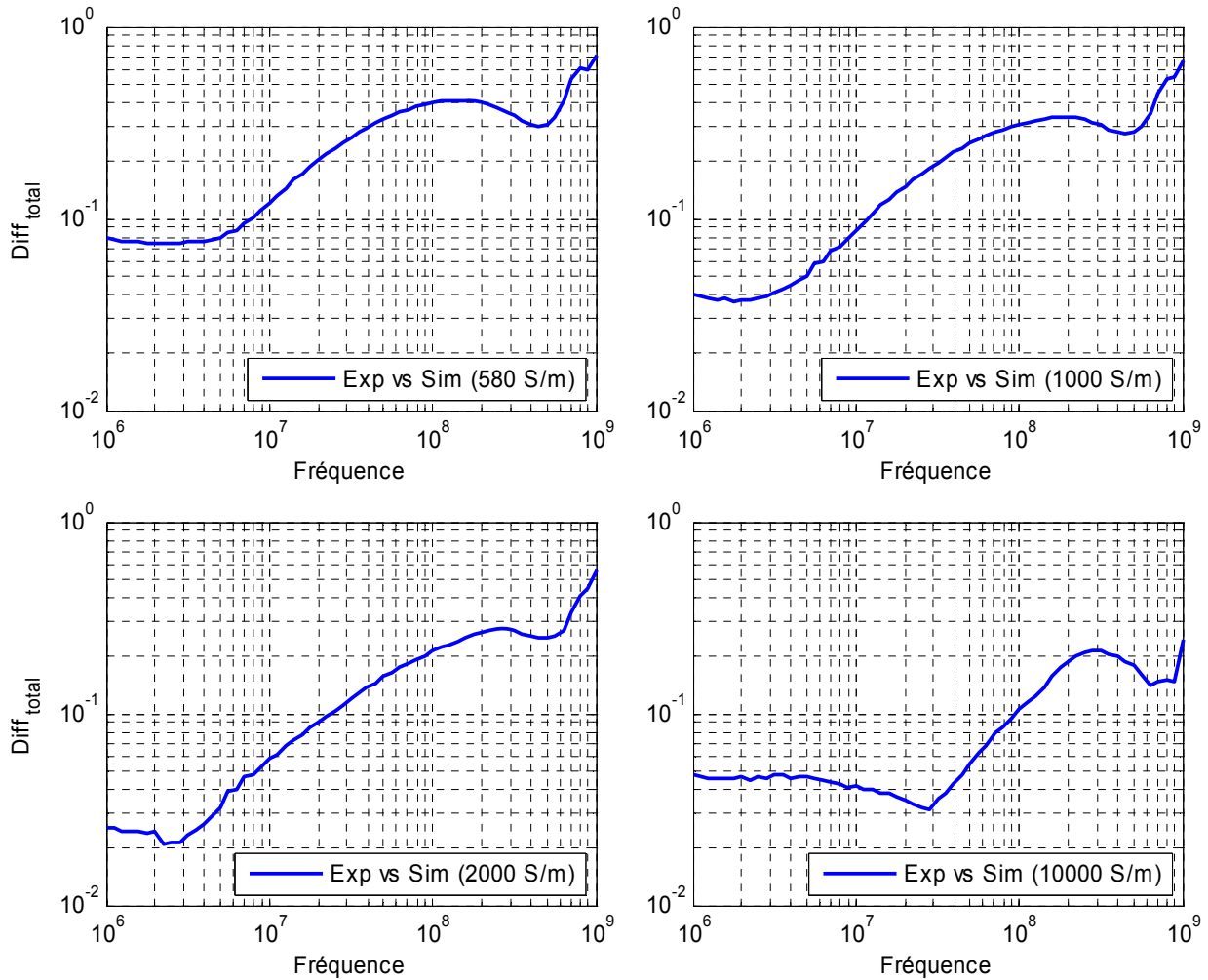


Figure 4.25 : Résultats de l'équation 3.10 pour différentes valeurs de conductivités simulées

Nous observons que l'erreur totale ($Diff_{total}$) entre valeurs expérimentales et simulées augmente considérablement avec la fréquence pour n'importe quelles valeurs de conductivité simulée. Nous remarquons que ceci est surtout dû à une augmentation de différence de phase entre valeurs expérimentales et simulées. Afin de garder une certaine authenticité, seules les valeurs expérimentales avec un petit déphasage en comparaison avec les valeurs simulées ont été gardées. Nous avons donc défini un seuil d'erreur maximal qui limite la plage de fréquence examinée jusqu'à 100 MHz approximativement. Les Figure 4.26 et Figure 4.27 montrent les valeurs de conductivité optimale obtenues à l'aide de l'équation 4.3 avec un panneau en aluminium et un panneau en composite.

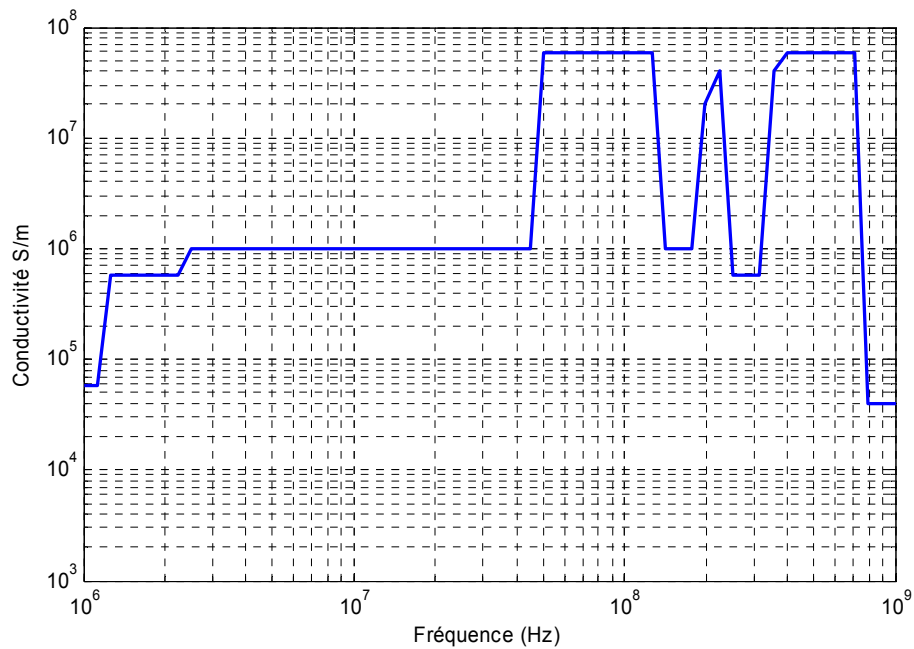


Figure 4.26 : Résultats de la conductivité (σ) pour un panneau en aluminium avec les mesures d'une ligne micro-ruban.

Nous remarquons rapidement que la conductivité optimale obtenue avec un panneau en aluminium n'est pas constante sur toute la plage de fréquence et qu'elle n'est pas la même que la conductivité connue. Ceci s'explique par le fait que cette méthode n'est pas idéale pour caractériser de très bons conducteurs. Pour des matériaux très conducteurs, les pertes sont normalement très faibles, donc la méthode est très susceptible aux erreurs de mesures. D'autres mécanismes de pertes peuvent être liés au diélectrique, aux contacts et à la ligne microruban elle-même. Pour un matériau moins conducteur comme le composite, où les pertes ohmiques dans celui-ci demeurent l'effet dominant, cette méthode devrait rester néanmoins valide.

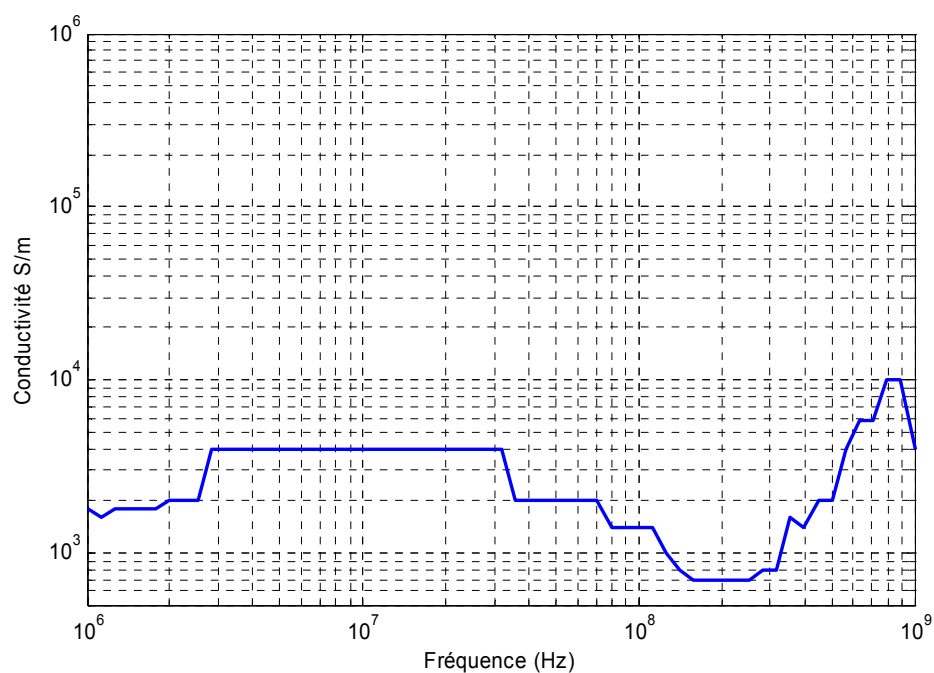


Figure 4.27 : Résultats de la conductivité (σ) pour un panneau en composite avec les mesures d'une ligne microruban.

Tel qu'illustré à la Figure 4.27, la conductivité optimale obtenue pour le composite varie aux alentours de 3×10^3 S/m. En procédant à une normalisation avec la conductivité de l'aluminium (30×10^6 S/m), nous obtenons à la Figure 4.28, le ratio approximatif de la conductivité entre le composite et l'aluminium.

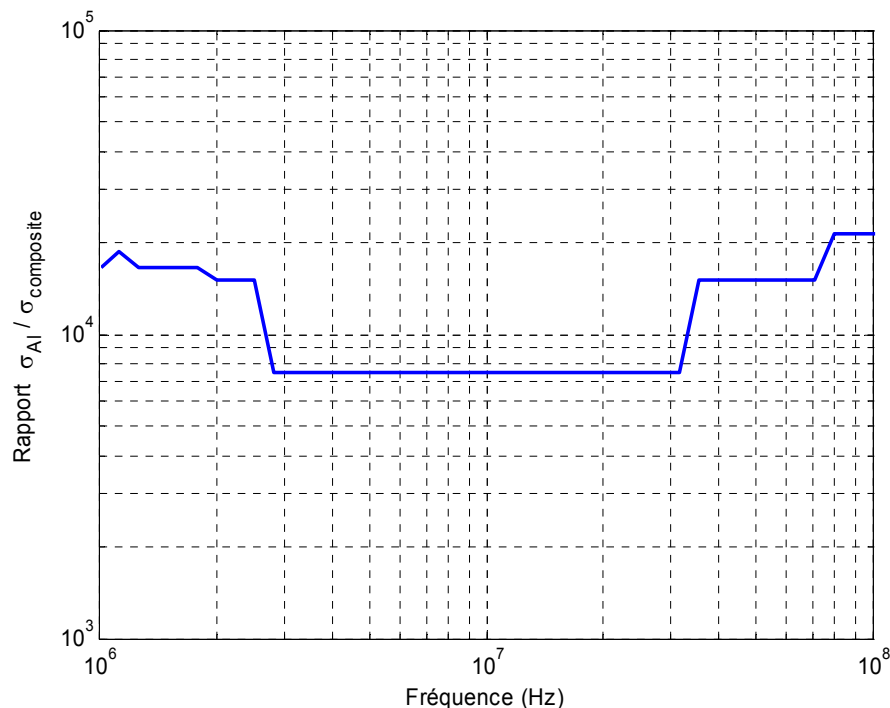


Figure 4.28 : Rapport de conductivité (σ) entre résultats d'un panneau en aluminium et d'un panneau en composite.

Nous obtenons dans la bande HF (3 à 30 MHz) un rapport, jusqu'à 7500 fois, entre la conductivité du panneau en composite et la conductivité connue de l'aluminium. Nous obtenons par contre un rapport plus élevé, jusqu'à 18000 fois approximativement, dans les fréquences moyennes (< 3 MHz) et la bande VHF (30 à 300 MHz). Nous obtenons une fois de plus un rapport de conductivité largement plus faible par rapport à l'aluminium de ce qui est retrouvé en littérature. Une fois de plus ceci peut s'expliquer par le fait que les valeurs de conductivité ont été obtenues à l'aide d'une comparaison entre valeurs expérimentales et simulées, où le composite est simulé en tant que continuum isotrope. Dans ce cas, l'épaisseur de peau qui est encore plus élevée en basses fréquence (revoir chapitre 3.5 pour explication) signifie une pénétration du courant dans le composite plus importante. Il est à noter aussi que l'impédance de la résine est aussi plus élevée. Ceci donnera une valeur de conductivité du composite plus faible que prévu, vu que ceci n'est pas tenu compte dans notre modèle de simulation.

Les valeurs de conductivité obtenues ressemblent beaucoup aux valeurs obtenues pour les mesures en courant continu (voir Tableau 3.1). Sachant que la conductivité calculée est plus

faible que ce qu'elle en est réellement, nous pouvons déduire que la conductivité du composite est constante et donc indépendante de la fréquence et se retrouve aux alentours de 1000 à 2000 fois moindre que celle de l'aluminium, une valeur qui a justement été mesurée en courant continu dans le chapitre précédent et qui est donnée dans la littérature.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une approche basée sur l'utilisation d'une ligne microruban pour observer le comportement électrique et estimer un ordre de grandeur de la conductivité (σ) à basses fréquences a été présentée. Cette méthode se base sur différentes configurations de plan de masse avec un panneau en composite et un panneau en aluminium. En inter-changeant le plan de masse d'une ligne micro ruban par différents matériaux, nous avons pu observer et comparer le comportement des champs magnétiques et des signaux de retour (S_{11}).

La distribution du champ magnétique que produit une ligne micro ruban est dépendante de la conductivité de son plan de masse. Pour un plan de masse en composite non sablé, l'intensité des champs magnétiques au point de mesure (voir Figure 4.15) diminue lorsque la surface du composite exposé augmente. La résine introduit un couplage capacitif au plan de masse et donc génère de lourdes pertes au niveau des signaux lors de la transition cuivre \rightarrow composite \rightarrow cuivre. Une couche de résine trop épaisse peut ainsi engendrer des problèmes analogues à ceux observés pour une couche trop épaisse de peinture sur un avion métallique. Par exemple, une couche trop épaisse de diélectrique/peinture forme une surface plus résistive; dans le cas d'un coup de foudre, cette dernière aura tendance à s'accrocher sur une période de temps plus longue sur cette surface et ainsi générer une chaleur intense en un laps de temps très rapide. Ceci s'explique par la difficulté de dissiper efficacement le courant comme le permet un très bon conducteur. À ce moment, la peinture peut se désintégrer et une déflagration au niveau de la structure peut se produire.

Pour un plan de masse en composite poncé, l'intensité des champs magnétiques au point de mesure augmente lorsque la surface du composite exposé augmente. L'absence de l'effet capacitif provenant de la résine permet un retour de courant au plan de masse plus efficace à sa surface avec des pertes beaucoup plus petites d'où l'effet inverse avec le panneau en composite non-poncé. Le composite demeurant néanmoins plus résistif que l'aluminium, les lignes de

courant de retour ne se propagent pas en ligne droite sur le plan de masse comme sur la ligne de transmission (voir Figure 4.21). La diffusion des lignes de courants au niveau du plan de masse en composite affecte le champ magnétique au point de mesure. Pour une diffusion plus grande des lignes de courant, qui représente la dissipation typique sur une surface en composite, le champ magnétique mesuré est plus fort.

Les mesures de réflexion (S_{11}) qui ont permis de mieux comprendre le comportement des champs magnétiques ont aussi servi à déterminer un ordre de grandeur de la conductivité (σ). Les mesures expérimentales ont été comparées avec des mesures simulées. Pour les fréquences moyennes et la bande VHF (30 à 300 MHz), le composite laminé poncé est environ 18000 fois plus résistif que l'aluminium, alors que dans la bande HF (3 à 30 MHz), le composite laminé poncé est environ 7500 fois plus résistif que l'aluminium. Nous avons par contre conclu que ces valeurs ne sont pas représentatives de la vraie conductivité du composite puisque ces dernières ont été calculées en utilisant des mesures simulées. Or le modèle utilisé fait référence à un continuum isotrope pour le composite alors qu'en réalité, ceci n'est pas le cas. Par contre, nous obtenons quand même un ordre de grandeur se rapprochant de celui retrouvé dans la littérature.

En général les rapports de conductivité du composite par rapport à l'aluminium sont plus élevés que ce que nous retrouvons dans la littérature. En effet, selon les études déjà entreprises dans ce domaine, il est supposé que la conductivité du composite est constante en fonction de la fréquence. Cette supposition ne concorde pas avec les résultats obtenus avec l'approche utilisée ici. Cette différence peut s'expliquer par l'utilisation d'un modèle de simulation isotrope pour le composite. Les mesures prises pour une caractérisation électrique du composite à base de fibres de carbone avec le résonateur de Damaskos et celles retrouvées dans la littérature [3]-[5-6]-[10-11] font référence à une méthode de caractérisation où la direction de propagation des ondes est perpendiculaire aux fibres de carbone; le champ électrique lui est parallèle aux fibres. À l'opposé, les autres tests effectués (guide d'onde, ligne microruban) font usage de signaux avec une direction de propagation parallèle aux fibres de carbone (voir Figure 4.29); le champ électrique lui est perpendiculaire aux fibres dans le cas des mesures avec une ligne microruban et puis parallèle dans le cas des mesures en guide d'onde.

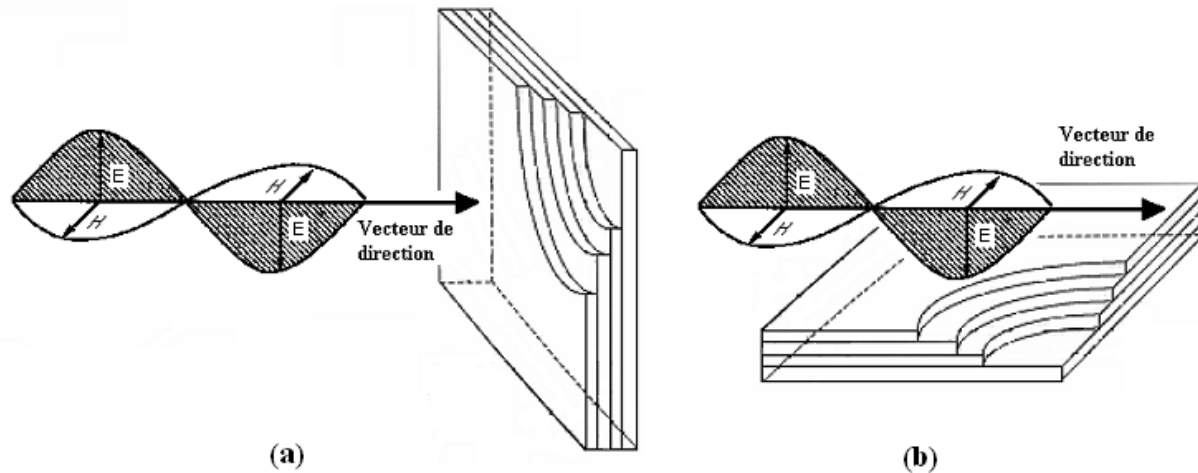


Figure 4.29: Direction de propagation perpendiculaire aux fibres (a), direction de propagation parallèle aux fibres (b).

La densité de courant J (A/m^2) est dite proportionnelle au champ électrique. Par contre dépendamment la direction du champ électrique par rapport à la surface, la densité de courant calculé n'est pas la même. En effet, en se fiant aux deux modèles de propagation (a et b) de la Figure 4.29, nous obtenons deux densités de courant différent à la surface.

<p>(a)</p> $\bar{J} = \sigma_{//} \bar{E}$ $E = Z_s J_s$	<p>(b)</p> $\bar{J} = \sigma_{\perp} \bar{E}$ $E \neq Z_s J_s$
$\sigma_{//} \neq \sigma_{\perp}$	

D'où:

Z_s = impédance de surface

J_s = densité de courant de surface (A/m)

Il est plausible que la structure anisotrope des panneaux de fibres de carbone se manifeste au niveau des propriétés électriques mesurées. Cet aspect a déjà été en effet étudié dans [3] pour le cas du composite à base de fibres de carbone; selon des études un champ électrique incident parallèle aux fibres peut être totalement réfléchi alors qu'un même champ incident

perpendiculaire aux fibres peut être totalement transmis si la longueur d'onde est grande par rapport à la période entre fibres. Ceci justifierait la difficulté d'harmoniser les mesures obtenues sur la plage de fréquence examinée dans le cadre de ce mémoire.

CHAPITRE 5 : CONCLUSION

5.1 Contributions

Ce mémoire apporte une contribution importante au niveau des techniques de caractérisation et sur les mesures de conductivité pour des matériaux composites à base de fibres de carbone; le composite étant maintenant un matériau innovant retrouvé dans le domaine de l'aéronautique. Dans le cadre de cette recherche, un panneau en composite développé chez Bombardier Aéronautique a été analysé pour ses propriétés électriques. L'objectif de cette étude était d'en faire ressortir ses propriétés électriques et de déterminer des ordres de grandeurs de la conductivité dans le but éventuel de les intégrer dans des logiciels de simulation. Avec un modèle de simulation plus réaliste, l'industrie aéronautique pourrait procéder à des analyses de tests électromagnétiques plus rapides et moins coûteux. La recherche a été axée sur la partie composite laminée, cette partie ne tient compte que de la partie fibres de carbone/ résine d'époxy. L'analyse s'est faite en trois parties comportant des mesures avec un résonateur ouvert de Damaskos, des mesures avec un guide d'onde rectangulaire WR90 et des mesures avec une ligne micro ruban. Chacune des méthodes fonctionne sur une bande de fréquences différente.

Les mesures provenant d'un résonateur ouvert de type Damaskos n'ont pas permis de extraire des valeurs numériques des propriétés électriques (ϵ_r). Les résultats ont démontré qu'un panneau en composite laminé mince empêche la transmission d'ondes entre antennes lorsque chacune est située à un côté opposé du panneau. Les signaux nécessaires pour le calcul des propriétés électriques n'ont donc pas pu être mesurés. Nous avons pu déduire à partir de ces observations que le composite présente une bonne efficacité de blindage contre les champs radio fréquences surtout dans la bande X (12 à 24 GHz). Nous avons ainsi pu supposer une conductivité élevé du composite.

Dans un autres cas, des mesures avec un guide d'onde de type WR90 ont permis de déduire une valeur de conductivité du composite par rapport à celle de l'aluminium relativement faible. Nous avons aussi conclu que cette valeur n'est pas représentative de la valeur réelle de conductivité du composite pour des raisons de mauvaise modélisation du composite. La formule d'atténuation qui a permis de déduire un ordre de grandeur de la conductivité fait référence à un matériau isotrope alors que le composite ne l'est pas. Il y a en effet des pertes liées aux couches

de résine dans le composite ainsi que des pertes liées aux contacts entre languette de composite et paroi du guide qui ne sont pas prises en compte. Donc, l'atténuation mesurée est largement plus élevée que ce qu'elle ne devrait l'être, d'où l'obtention d'une conductivité plus faible. Quoique faible, la valeur calculée représente néanmoins une valeur de conductivité suffisante dans cette bande pour satisfaire la condition d'un bon conducteur. Ainsi sachant que la conductivité réelle du composite est supérieure à la valeur calculée, nous pouvons déduire que ce dernier peut être considéré comme un bon conducteur. En complément à ces résultats, un test de résistivité ($1/\sigma$) en courant continu par la méthode de Kelvin (4 terminaux) avec des languettes de composite de même dimensions que celles utilisées pour des mesures en guide d'onde nous a permis d'évaluer certaines propriétés électriques. En utilisant une languette sablée aux extrémités pour créer un contact électrique, de la même façon qu'on le fait dans l'industrie de l'aéronautique, une conductivité apparente 8000 fois inférieure à celle de l'aluminium a été mesurée. Cependant lorsque nous appliquons une pression sur les contacts et que nous réalisons une métallisation par électroplaquage, un meilleur rapport (jusqu'à 2000 fois inférieure) de conductivité avec l'aluminium est obtenu. Ces mesures, avec celles effectuées avec une ligne micro ruban, révèlent un aspect important sur les effets de la couche de résine d'époxy.

Dans le dernier chapitre, des mesures avec une ligne micro ruban de 3 à 300 MHz ont permis d'observer le comportement électrique d'un panneau en composite et de mesurer des valeurs de conductivité. Sans aucun étonnement, les mesures avec un plan de masse en composite sont différentes de celles avec une ligne microruban construite avec un plan de masse métallique. Pour un plan de masse en composite non-poncé, l'intensité du champ magnétique mesuré à l'aide de sondes à champ proche est inversement proportionnelle à la surface de composite exposée. C'est par contre le contraire pour un plan de masse en composite poncé. Le ponçage de la mince couche de résine permet d'obtenir une surface conductrice et d'éliminer le couplage capacitif que la résine produit (pour la couche de surface seulement par contre). A partir d'une normalisation avec la conductivité théorique et pratique de l'aluminium, une conductivité d'environ 7500 fois inférieure a été obtenue dans la bande HF (3 à 30 MHz) et une conductivité d'environ 18000 fois inférieure a été obtenue dans la bande VHF (30 à 300 MHz) et les moyennes fréquences (<30 MHz). Ceci donne des rapports, une fois de plus, plus élevée que ceux retrouvés en littérature. Celles-ci sont aussi considérées comme non représentatives de la conductivité réelle du composite mais demeurent quand même proches puisque la méthode utilisée est plus appropriée

pour des matériaux plus résistif, comme l'est le composite. Bref, nous arrivons à supposer que la valeur de conductivité du composite est constante en fonction de la fréquence et se retrouve aux alentours de 1000 à 2000 fois moindre que celle de l'aluminium tel que ce qui est retrouvé dans la littérature.

Les résultats obtenus dans plusieurs cas diffèrent de ceux que nous retrouvons dans la littérature. Par contre, les mesures en littérature font référence à des méthodes pour lesquelles la direction de propagation des ondes est perpendiculaire aux fibres, ce qui est contraire aux méthodes étudiées dans le cadre de ce mémoire. Pour la première partie par exemple, l'analyse des propriétés électromagnétiques est faite à l'aide de signaux avec une direction de propagation perpendiculaire à la surface d'un panneau en composite et un champ électrique parallèle aux fibres. Dans ce cas, nous obtenons des résultats qui se rapprochent de ceux que nous retrouvons dans la littérature : en hautes fréquences, un panneau en composite offre une protection électromagnétique équivalente à celle d'un panneau métallique. La protection électromagnétique des matériaux composite à base de fibres de carbone est en effet dépendante de la direction des champs par rapport aux fibres et ceci est justifié dans [3]. Il y aussi le fait que les valeurs simulées utilisées pour comparer les valeurs expérimentales ont été obtenus à l'aide de modèles isotropes. En se fiant tout de même aux mesures réalisées, même si les valeurs numériques de conductivité calculées sont plus faibles, une protection électromagnétique adéquate est obtenue autant dans les basses que dans les hautes fréquences avec un panneau en composite laminé.

Finalement pour clore ce mémoire, nous pouvons affirmer que le comportement électrique d'un panneau en composite fabriqué chez Bombardier Aéronautique a pu être observé et que ses propriétés électriques ont pu être mesurées afin d'en faire une caractérisation électrique.

5.2 Travaux futurs

Dans le cadre de la recherche scientifique, le composite est un matériau en constante évolution; il prend ainsi part à l'image de la technologie moderne. Les études sur les composites ne datent pas d'hier mais c'est aujourd'hui que nous pouvons admirer leurs propriétés électromagnétiques. Celles-ci présentent beaucoup d'intérêt dans le domaine industriel.

Dans le cadre de cette recherche, seulement la partie laminée (fibres de carbone/résine d'époxy) a été examinée. Or la surface extérieure du panneau en composite comprend un

maillage cuivre, servant comme protection additionnelle contre les dangers électromagnétiques. Il serait intéressant de procéder à l'analyse des propriétés électriques de la partie laminée qui inclue la matrice de cuivre en réalisant les mêmes tests. Il est important de noter que les tests réalisés pour cette recherche ont été exécutés dans un environnement fermé et contrôlé. Or, l'environnement typique d'un avion varie de -70°C à $+60^{\circ}\text{C}$. L'effet de la température pourrait avoir un effet sur les propriétés électriques du composite. Selon des résultats obtenus dans un projet de maîtrise visant la caractérisation en courant continu actuellement en cours à Polytechnique, la résistivité ne paraît pas être affectée de façon significative par la température.

D'autre part, la majorité des méthodes de mesure utilisées dans cette recherche font appel à des échantillons de petite taille de l'ordre du centimètre, alors qu'un avion représente un engin de grande taille, plutôt de l'ordre des dizaines de mètre. L'utilisation de techniques faisant appel à des échantillons de test plus grand, de grandeur supérieure ou équivalente à la longueur d'onde des signaux, peut apporter un approfondissement et une meilleure validité sur les résultats obtenus. Finalement, un avion subira au cours de sa vie de nombreux dommages physiques à sa structure. Une évaluation sur le changement des propriétés électriques sur des panneaux légèrement endommagés (égratignures) ou sérieusement endommagés (coup de foudre) serait très intéressant. Dans l'industrie aéronautique, où l'usage du composite est présent, il y a justement des débats apportées sur la limite de dommages tolérés avant d'obliger une réparation d'une surface en composite. Une caractérisation approfondie permettrait d'apporter des solutions et de définir des limites.

Les recherches appliquées sur les composite à base de fibres de carbone demeurent à ce jour essentiellement pour la structure de l'avion, comme le fuselage et les ailes par exemple. Cependant l'application de ce type de composite peut s'étendre à un niveau plus vaste, comme les boîtes avioniques, les connecteurs et bien d'autres applications, d'où le grand potentiel de recherche. Dans le domaine des micro-ondes, côté logistique, la simulation de matériau composite demeure encore aujourd'hui difficile. Les logiciels de simulation moderne travaillent avec des objets uniformes à une échelle limitée. L'intégration de ces matériaux non-uniformes sur une échelle détaillée dans les logiciels de simulation permettrait une étude plus approfondie de leur comportement électromagnétique et mènerait ainsi à des résultats mieux fondés. Une recherche sur la possibilité et sur la méthode d'approche pour une intégration adéquate de matériau composite dans des logiciels de simulation serait intéressante.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Wikipedia, "Matériau Composite", in Wikipedia the Free Encyclopedia. [En ligne]. Disponible : http://fr.wikipedia.org/wiki/Mat%C3%A9riau_composite.
- [2] Wikipedia, "Graphène", in Wikipedia the Free Encyclopedia. [En ligne]. Disponible : <http://fr.wikipedia.org/wiki/Graph%C3%A8ne>.
- [3] C.L. Holloway, M.S. Sarto and M. Johansson "Analysing Carbon-Fiber Composite Materials with Equivalent-Layer Models", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, no. 4, 2005. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [4] A. Balzano, I.M. De Rosa, F. Sarasini and M.S. Sarto, "Effective Properties of Carbon Fiber Composites: EM Modeling versus Experimental Testing", in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2007, pp. 1-6. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [5] J. Ding, S. Rea, D. Linton, E.Orr, J. McConnell, "Mixture Properties of Carbon Fiber Composite Materials for Electronics Shielding in Systems Packaging", in *Electronics System integration Technology Conference*, vol. 1, no. 3, 2006, pp.19 – 25. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [6] J. Ding, S. Rea, D. Linton, E. Orr, J. McConnell, "EMI shielding of woven carbon fibre composites", in *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, no. 3, pp. 205 – 210, 2004. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [7] P.B. Jana, A.K. Mallick and S.K. De, "Effects of Sample Thickness and Fiber Aspect Ratio on EMI Shielding Effectiveness of Carbon Fiber Filled Polychloroprene Composites in the X-band Frequency Range", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 4, 1992. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [8] A. Piche, A. Bennani, R. Perraud, T. Abboud, F. Béreux, G. Peres and V. Srithammavanh, "Electromagnetic modeling of multilayer carbon fibers composites", in *EMC Europe, International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2009, pp. 1-4. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.





















- [9] M.S. Sarto, "Sub-Cell Model of Multilayer Composite Materials for Full FDTD and hybrid MFIE/FDTD Analyses", *EMC 2002*, in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, 2002, pp. 737-742. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [10] J. Oh, K. Oh, C. Kim, C. Hong and D. Lee, "Design and Analysis of Electromagnetic Wave Absorbing Structure using Layered Composite Plates", in Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST) Science Library, 2003. [En ligne]. Disponible: <http://koasas.kaist.ac.kr/>.
- [11] C.P. Neo and V.K. Varadan, "Optimization of Carbon Fiber Composite for Microwave Absorber", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 46, no. 1, 2004. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [12] L. Chen, V.K. Varadan, "Chapter 4: Transmission/Reflection Methods" in *Microwave Electronics: Measurement and Material Characterization*, John Wiley and Sons, 2004, pp. 175-205.
- [13] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura and W. A. Kissick, "Improved Technique for Determining Complex Permittivity with the Transmission/Reflection Method", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 8, 1990. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [14] M. D. Janezic and J. A. Jargon, "Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 76, 1999. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [15] M. S. Sarto and A. Tamburrano, "Innovative Test Method for the Shielding Effectiveness Measurement of Conductive Thin Films in a Wide Frequency Range", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 2, pp. 331-341, 2006. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [16] J. Baker-Jarvis, R.G. Geyer and P.D. Domich, "A Nonlinear Least-Squares Solution with Causality Constraint Applied to Transmission Line Permittivity and Permeability Determination", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 5, pp. 646-652, 1992. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.

- [17] J.-J. Laurin, G. Tanneau and C. Akyel, " Waveguide Permittivity Measurement Using Variable-Length Samples and an Un-calibrated Reflectometer", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 1, pp. 298 - 301, 1996. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [18] D. L. Ghodgaonkar, V.V. Varadan, V.K. Varadan, "A Free-Space Method for Measurement of Dielectric Constant and Loss Tangents at Microwave Frequencies", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, no. 3, pp. 789 – 793, 1989. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [19] H. Mercier and J.-J. Laurin, "A Free-Space Reflectometer for Surface Impedance Measurement of Materials in the Ku-Band", ", in *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 1995, pp. 62 – 67. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [20] L. Chen, V.K. Varadan, "Chapter 5: Resonator Methods" in *Microwave Electronics: Measurement and Material Characterization*, John Wiley and Sons, 2004, pp. 208-247.
- [21] N.J. Damaskos, B.J. Kelsall, "Cavity Techniques for Substrate Properties at Microwave / Millimeter-Wave Bands", *Microwave Journal*, vol 46, no. 12, pp. 112, 2003. [En ligne]. Disponible: Microwave Journal, <http://www.mwjjournal.com/>.
- [22] Damaskos, Inc. General Cavity Material Measurement System, Damaskos, Concordville, Pennsylvania, United States, Rapport Technique, 2004.
- [23] Wikipedia, "Four-terminal sensing", in Wikipedia the Free Encyclopedia. [En ligne]. Disponible : http://en.wikipedia.org/wiki/Four-terminal_sensing.
- [24] I. Mack, S. Ferguson, K. McMenemy, S. Potts, A. Dick, "Interactive Force Sensing Feedback System for Remote Robotic Laparoscopic Surgery", in *IEEE International Workshop on Haptic Audio visual Environments and Games*, 2009, pp. 58-63. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.
- [25] J. Ulmen, M. Cutkosky, "A robust, low-cost and low-noise artificial skin for human-friendly robots", in *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, 2010, pp.4836 – 4841. [En ligne]. Disponible: IEEE Xplore, <http://ieeexplore.ieee.org/>.

- [26] G. Gonzalez, “Chapter 2.5: Microstrip Matching Networks” in *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, 2nd edition, Prentice Hall, 1997. pp. 144 – 145.

ANNEXES

Annexe 1 : Tableau des orientations des fibres de carbones commençant par la surface extérieure

PLY LAYUP TABLE											
EX1325300001-001											
NAME	SEQ - STEP	ORIENTATION								MATERIAL	NOTE
		-017	-019	-021	-023	-025	-027	-029	-031		
M10	A10									BAMS 553-001 CL2, TY2, GR4	
C20	A20	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°		
C30	A30	-	0°	0°	-	0°	0°	0°	0°		
C40	A40	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°		
C50	A50	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°		
C60	A60	-	-	-45°	-	-	-45°	-	-		
C70	A70	-	-	45°	-	-	45°	-	-		
C80	A80	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°		
C90	A90	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°		
C100	A100	-	0°	0°	-	0°	0°	0°	0°		
C110	A110	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°		
A120	A120	X	X	X	X	X	X	X	X	FILM ADHESIVE, BAMS 551-009 GR3	
ITEM 33	A125	X	X	X	-	-	-	-	-	HONEYCOMB	
ITEM 35	A125	-	-	-	X	X	X	-	-	HONEYCOMB	
ITEM 37	A125	-	-	-	-	-	-	X	-	HONEYCOMB	
ITEM 39	A125	-	-	-	-	-	-	-	X	HONEYCOMB	
A130	A130	X	X	X	X	X	X	X	X	FILM ADHESIVE, BAMS 551-009 GR3	
C140	A140	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°		
C150	A150	-	0°	0°	-	0°	0°	0°	0°		
C160	A160	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°		
C170	A170	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°		
C180	A180	-	-	-45°	-	-	-45°	-	-		
C190	A190	-	-	45°	-	-	45°	-	-		
C200	A200	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°	90°		
C210	A210	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°	-45°		
C220	A220		0°	0°		0°	0°	0°	0°		
C230	A230	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°	45°		

Annexe 2 : Spécifications de la sonde HP11940A

HP 11940A OPERATION NOTE

Table 1. HP 11940A Specifications

Antenna Factor:	Measured for each unit at 30, 100, 500, 850, and 1000 MHz to within ± 2 dB in a 377 ohm field impedance. See Figure 1 for characteristic antenna factor data.
Temperature Range:*	0°C to +40°C: $< \pm 1$ dB (Operating) -10°C to +65°C (Storage)
Frequency Range:	30 MHz-1 GHz
Connector:	SMA, replaceable barrel
Maximum Input Power:	0.5 watts
VSWR:*	$< 3:1$
Maximum voltage at tip:*	1 kV (dc + peak ac)
Weight:*	Net: 0.10 kg (0.4 lbs) Shipping: 0.56 kg (1.2 lbs)

DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES)

*supplemental characteristic

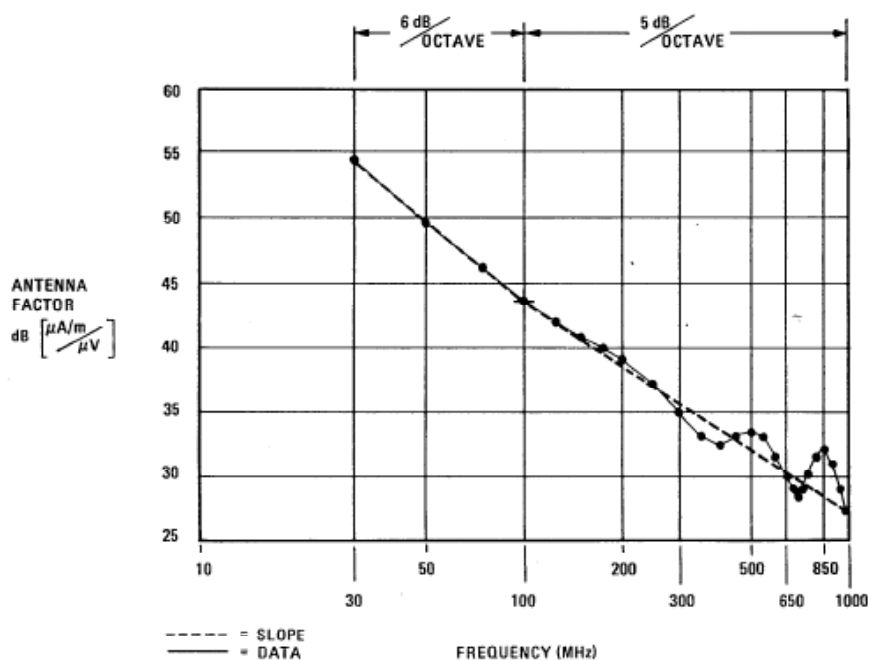


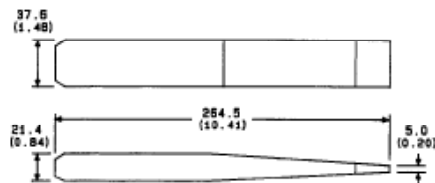
Figure 1. HP 11940A Characteristic Antenna Factors, 30 MHz-1 GHz

Annexe 3 : Spécifications de la sonde HP11941A

HP 11941 OPERATION NOTE

Table 1. HP 11941A Specifications

Antenna Factor:	Measured for each unit at 0.009, 0.100, 1, 10, and 30 MHz to within ± 2 dB in a 377-ohm field impedance. See Figure 1 for characteristic antenna factor data.
Temperature Range:*	0°C to +40°C < ± 1 dB (Operating) -10°C to +65°C (Storage)
Frequency Range:	9 kHz–30 MHz
Connector:	SMA, replaceable barrel
Maximum Input Power:	0.5 watts
Maximum voltage at tip:*	1 kV (dc + peak ac)
Weight:*	Net: 0.10 kg (0.22 lbs) Shipping: 0.56 kg (1.2 lbs)



DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES)

*supplemental characteristic

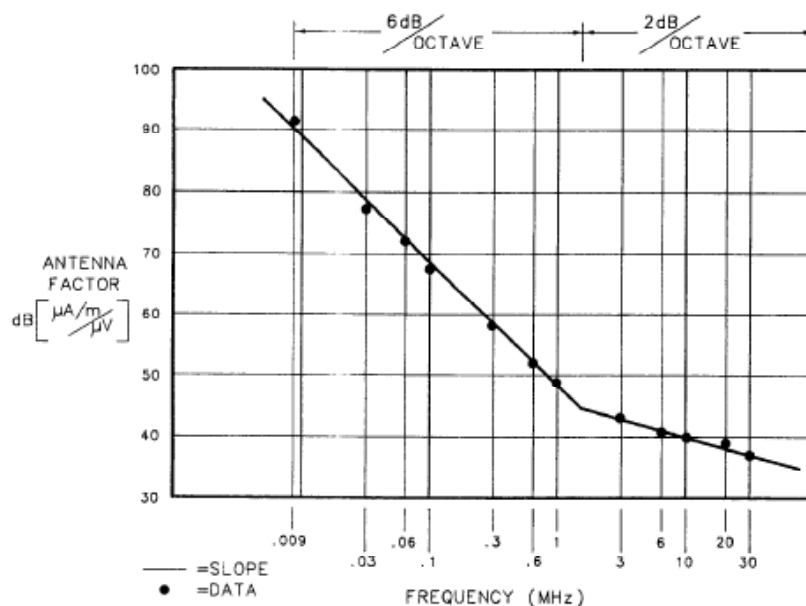


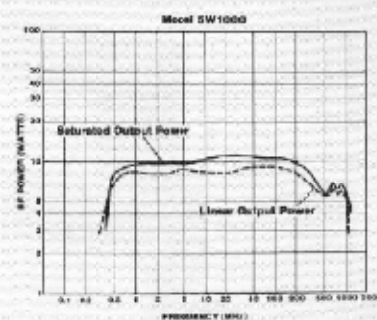
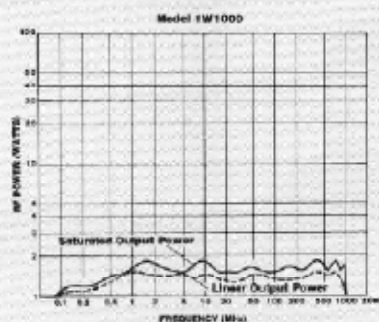
Figure 1. HP 11941A Characteristic Antenna Factors, 9 kHz–30 MHz

Annexe 4 : Spécifications de la sonde HP11941A

Specifications

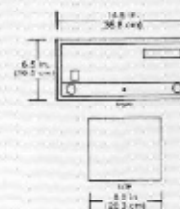
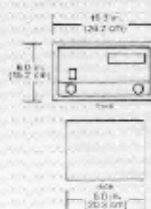
	1W1000	5W1000
Power output, cw up to minimum	2 watts 1 watt	9 watts 5 watts
Power output, cw linear (less than 1 dB compression into 50 ohms)	1 watt minimum	5 watts minimum
Flatness	± 1.0 dB maximum, ± 0.5 dB typical	± 1.5 dB maximum, ± 1.0 dB typical
Frequency response (instantaneous)	100 kHz to 1000 MHz	500 kHz to 1000 MHz
Input for rated output	1.0 milliwatt max.	1.0 milliwatt max.
Power gain	30 dB minimum	37 dB minimum
Input impedance	50 ohms; VSWR 2.0:1 max.	50 ohms; VSWR 2.0:1 max.
Output impedance	50 ohms; VSWR 2.5:1 max.	50 ohms nominal
Mismatch tolerance (ability to operate without damage, foldback, or oscillation with any magnitude and phase of source and load impedance)	100%	100%
Modulation capability (ability to reproduce faithfully AM, FM, or pulse modulation appearing on input signal)	100%	100%
Noise Figure	8 dB typical	10 dB typical
Harmonic distortion	Minus 20 dBc max. at 1 watt	Minus 20 dBc max. at 5 watts
Third-order intercept point	42 dBm typical	49 dBm typical
Primary power (select via internal taps)	100/110/120/200/208/220/ 240 Vac $\pm 5\%$, 50/60 Hz, single-phase, 50 W max.	100/110/120/200/208/220/ 240 Vac $\pm 5\%$, 50/60 Hz, single-phase, 110 W max.
RF Connectors	Type N female	Type N female
Cooling	Forced air (self-contained fans)	Forced air (self-contained fans)
Weight	4.1 kg (9.0 lb)	9.1 kg (20.0 lb)

Typical Power Curves



Dimensions

Models 1W1000 and 5W1000 are available as OEM rf circuit modules without power supply. Contact Amplifier Research for further information.



Annexe 5 : Dérivation de l'expression de l'atténuation par effet de peau à partir des équations de Maxwell

L'expression de l'atténuation montrée ci-dessous fait références aux pertes pour un guide d'onde avec 3 murs de conductivité (σ_1 : cuivre) et un mur de conductivité (σ_2 : composite). Nous supposons que le composite est un bon conducteur et donc que l'effet de peau présente une bonne approximation.

Équations de Maxwell dans un guide d'onde :

$$\nabla \cdot E = 0$$

$$\nabla \cdot H = 0$$

$$\nabla \times E = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t} = -j\omega\mu_0 H$$

$$\nabla \times H = -\varepsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} = -j\omega\varepsilon_0 E$$

$$\nabla^2 E = \varepsilon_0\mu_0 \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}$$

Expressions des champs dans un guide d'onde pour le mode TE ($E_z = 0$) :

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \frac{j\omega\mu}{p^2} \frac{Kn\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\gamma z} \\ E_y &= -\frac{j\omega\mu}{p^2} \frac{Km\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\gamma z} \\ E_z &= 0 \\ H_x &= \frac{\gamma}{p^2} \frac{Km\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\gamma z} \\ H_y &= \frac{\gamma}{p^2} \frac{Kn\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\gamma z} \\ H_z &= K \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-\gamma z} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{Traité d'électricité : Électromagnétisme (Volume 3)} \\ \\ \text{par Fred Gardiol} \\ (8.96) \end{array}$$

$K = \text{constante complexe (A/m)}$

$a, b = \text{dimensions du guide d'onde}$

Expression du flux de puissance moyen dans un guide :

$$P_z = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int S(r) \cdot e_z dA = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int \{E(r) \times H^*(r)\} \cdot e_z dA = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int \{E_x H_y^* - E_y H_x^*\} \cdot e_z dA$$

$$= \left[K^2 \frac{\omega \mu \beta_g}{p^2} \frac{ab}{4} e^{-2\alpha z} \right] \rightarrow K^2 = P_z \frac{4p^2}{\omega \mu \beta_g} \frac{1}{ab}$$

Puissance totale moyenne dissipée

Pour une surface conductrice, la densité du courant de surface (J_s) est donnée par :

$$J_s = \hat{n} \times H$$

Nous obtenons ainsi pour le mur supérieur et le mur latéral (pour le mode $TE_{10} \rightarrow E_x = 0$ et $H_y = 0$):

$$J^T = \begin{vmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ 0 & -1 & 0 \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} = -H_z \hat{i} + H_x \hat{k} \quad J^S = \begin{vmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ 1 & 0 & 0 \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} = H_z \hat{j}$$

Mur supérieur :

$$\begin{aligned} \langle \delta P^T \rangle &= \frac{1}{2} R_m \Delta z \left\{ |J_x|^2 \Delta x + |J_z|^2 \Delta x \right\} \\ &= \frac{1}{2} R_m \Delta z \left\{ \int_0^a |H_z|^2 + |H_x|^2 dx \right\} \\ &= \frac{1}{2} R_m \Delta z \left\{ \frac{K^2 \pi^2}{2ap^4} [p^2 + \gamma^2] \right\} \end{aligned}$$

Mur Latéral :

$$\begin{aligned} \langle \delta P^S \rangle &= \frac{1}{2} R_m \Delta z \left\{ |J_y|^2 \Delta x \right\} \\ &= \frac{1}{2} R_m \Delta z \left\{ \int_0^b |H_z|^2 dx \right\} \\ &= \frac{1}{2} R_m \Delta z \left\{ K^2 b \right\} \end{aligned}$$

Dérivant l'expression du flux de puissance moyen dans un guide d'onde par rapport à z , nous obtenons :

$$\frac{dP_z}{dz} = -2\alpha \left[K^2 \frac{\omega\mu\beta_g}{p^2} \frac{ab}{4} e^{-2\alpha z} \right] = -2\alpha P_z$$

Et prenant la limite $\Delta z \rightarrow 0$ de la puissance moyenne dissipée, les équations de puissance pour chacun des murs se retrouvent à :

$$\begin{aligned} \frac{d\langle P^T \rangle}{dz} &= -\frac{1}{2} R_m \left\{ \frac{K^2 \pi^2}{2ap^4} [p^2 + \gamma^2] \right\} \\ &= -\frac{1}{2} R_m \left\{ P_z \frac{4p^2}{\omega\mu\beta_g} \frac{1}{ab} \frac{\pi^2}{2ap^4} [p^2 + \gamma^2] \right\} \\ \frac{d\langle P^s \rangle}{dz} &= -\frac{1}{2} R_m \{ K^2 b \} \\ &= -\frac{1}{2} R_m \left\{ P_z \frac{4p^2}{\omega\mu\beta_g} \frac{1}{ab} b \right\} \end{aligned}$$

Avec ces équations, nous sommes capables de ressortir l'expression de l'atténuation :

$$\begin{aligned} \alpha^T &= \frac{R_m}{2} \left\{ \frac{p^2}{\omega\mu\beta_g} \frac{1}{ab} \frac{\pi^2}{ap^4} [p^2 + \gamma^2] \right\} & \text{avec} & \quad p^2 = \left(\frac{\pi}{a} \right)^2 = \left(\frac{\omega_c}{c} \right)^2 \\ &= \frac{R_m}{2} \left\{ \frac{1}{\omega\mu b \beta_g} [p^2 + \gamma^2] \right\} & & \quad p^2 + \gamma^2 = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \\ &= \frac{R_m}{2} \left\{ \frac{1}{\omega\mu b \left(\frac{\omega}{c} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} \left[\left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \right] \right\} & & \quad \beta_g = \left(\frac{\omega}{c} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2} \\ &= \frac{R_m}{2} \left\{ \frac{1}{b\eta \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2}} \right\} & & \quad \eta = 120\pi \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\alpha^s &= R_m \left\{ \frac{p^2}{\omega \mu \beta_g} \frac{1}{ab} b \right\} \\
&= R_m \left\{ \frac{\left(\omega_c / c \right)^2}{\omega \mu \left(\omega / c \right) \sqrt{1 - \left(f_c / f \right)^2}} \frac{1}{ab} b \right\} \\
&= R_m \left\{ \frac{\left(\omega_c / \omega \right)^2}{b \eta \sqrt{1 - \left(f_c / f \right)^2}} \frac{b}{a} \right\} \\
&= R_m \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \frac{b}{a} \left\{ \frac{1}{b \eta \sqrt{1 - \left(f_c / f \right)^2}} \right\}
\end{aligned}$$

Dans notre cas, les murs supérieurs et inférieurs sont identiques et nous avons 1 mur latéral identique aux murs supérieurs et inférieurs. Ceci dit, nous arrivons à l'expression de l'atténuation totale suivante :

$$\begin{aligned}
\alpha_{tot} &= 2 \times \alpha^{T1} + \alpha^{S1} + \alpha^{S2} \\
&= \frac{1}{b \eta \sqrt{1 - \left(f_c / f \right)^2}} \left\{ R_{m1} + (R_{m1} + R_{m2}) \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \frac{b}{a} \right\}
\end{aligned}$$